NUMERO DOPPIO 3-4

Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo Terzo

FEBBRAIO — 1946 —

ANNO XVIII

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA



LIRE 60.—

## « È la volta buona ?... »

*Roma*, 19 gennaio.

Una delegazione in rappresentanza delle Associazioni nazionali degli industriali e dei commercianti radio, nonchè della RAI (ex Eiar) ha in data 16 corr. prospettato al Ministro delle poste e telecomunicazioni, avv. Scelba, la necessità di costituire senza ulteriore indugio una commissione per lo studio delle modifiche da apportare alle attuali disposizioni, riguardanti il sistema delle tasse sugli apparecchi, altoparlanti e valvole radio, nonchè del pletorico sistema della registrazione delle vendite, in moda da eliminare tutte quelle cause che intralciano e appesantiscono la fabbricazione ed il commercio dei materiali suddetti. La delegazione stessa ha chiesto altresì che venga risolta l'annosa questione della concessione delle licenze ai radioamatori — sempre ostacolata dal fascismo — mettendo così anche il nostro Paese in grado di favorire la benemerita categoria dei dilettanti, che all'estero tanto ha contribuito al progresso della radio.

Il Ministro Scelba ha accolto le richieste ed ha preso impegno di costituire al più presto detta commissione, d'accordo con il Ministero delle Finanze.

*Ecco una notizia che ci fa piacere. In primo luogo perchè dice che finalmente ci siamo posti sulla strada buona per risolvere questi problemi veramente spinosi; in secondo luogo perchè* « l'antenna » *vede coronata da successo, sia pure dopo tanto tempo, una campagna che essa intraprese e condusse ad unico favore dei dilettanti italiani attraverso difficoltà non indifferenti e che essa sospese solo quando ciò le venne imposto dall'alto. Confidiamo che l'iniziativa abbia esito positivo e che anche in Italia i radioamatori possano, dopo tanti infruttuosi tentativi, essere legalmente riconosciuti, tutelati nei loro diritti e disciplinati nei loro doveri. Cogliamo l'occasione per invitare i radianti italiani a volersi stringere nuovamente sotto l'egida di questa rivista come già fecero pel passato. Ci inviino proposte, noi le vaglieremo attentamente, ci esprimano le loro idee, noi le gradiremo sempre pronti a discuterle.*

*Ai vecchi Amici di un tempo non è caso di far promesse, i nuovi abbiano fiducia nella nostra opera. A tutti l'augurio di poterci presto salutare per le vie dell'etere.*

## « Un concorso »

L'ENAL provinciale di Pavia alla distanza di circa cinque mesi dalla fondazione dell'ENAL « Club Radiodilettantistico », ha promosso un concorso radiodilettantistico provinciale per la presentazione di modelli di apparati riceventi e trasmittenti. L'iniziativa è ottima sotto tutti i punti di vista e siamo grati al Direttore provinciale f. f. Emilio Castronuovo, che gentilmente ha voluto fornirci il bando-regolamento del concorso in oggetto. Lo spazio non ce ne permette una riproduzione integrale. La presetazione dei modelli e le iscrizioni al concorso sono accettate fino al 16 marzo 1946. I concorrenti dovranno presentare i modelli dei seguenti apparati distinti per categoria: A) Rice-trasmettitori su 56-60 Mc.; B) Ricevitori 2 + 1 con altoparlante o cuffia; C) Apparati radio di qualsiasi genere. Per maggiori schiarimenti: ENAL - Pavia, Corso Mazzini 8, Tel. 803.

## « Un giudizio sulle radiotrasmissioni »

L'Associazione radioascoltatori, sulla rivista ufficiale « Radio famiglia » uscita in questi giorni, pubblica un concorso con forti premi per un giudizio sulle attuali trasmissioni italiane, che potrà anche contribuire a determinare l'indirizzo della organizzazione di fronte agli importanti problemi radiofonici. Il concorso è aperto a tutti i radioascoltatori.

*Plaudiamo all'iniziativa di* « *Radio Famiglia* » *e quasi, quasi siamo indotti a parteciparvi anche noi. Un giudizio sulle attuali radiotrasmissioni italiane? Non crediamo sia molto difficile esprimerlo. Per noi la questione è sempre* « il solito chiodo ».

15-28 Febbraio 1946 Anno XVIII - Numero 3 - 4

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227
Ufficio Pubblicità: Via Inama, 21 - Milano

Abbonamento annuo L. 500
Un fascicolo separato L 30. Questo numero doppio L. 60. Estero il doppio



## SOMMARIO



# COMANDO UNICO NELLE SUPERETERODINE

## CALCOLO DEGLI ELEMENTI CHE COMPONGONO I CIRCUITI PRESELETTORI E OSCILLATORI

del Prof. Dott. Ing. G. Dilda

*Continuazione del Numero 1-2.*

5. - *Calcolo dei componenti dei circuiti oscillatori.*

Indicheremo un metodo che si può seguire per il calcolo dei componenti dei circuiti oscillatori del preselettore e dell'oscillatore locale il quale, pur essendo tratto dai lavori citati in bibliografia e specialmente da quelli indicati coi numeri 5, 6 8, è di calcolazione notevolmente più semplice e rapida. Esso si applica nell'ipotesi che il circuito dell'oscillatore comprenda sia il compensatore in serie $C_S$ sia quello in parallelo $C_P$ mentre il preselettore comprende il compensatore in parallelo $C'_P$.

In tal caso vi sono due possibilità di inserzione dei componenti $C_S$ e $C_P$ nel circuito dell'oscillatore com'è illustrato in figura 3, ove sono indicate anche le capacità parassite $C'_0$ e $C_0$ dovute alla capacità propria delle bobine e a quelle fra i collegamenti e fra i contatti del commutatore. Nel primo tipo di circuito oscillatore il compensatore $C_P$ è in parallelo con la bobina, nel secondo caso $C_0$ non risulta direttamente derivato su $C_V$; però essendo generalmente $C_S > C_0$ si può supporre che lo sia cioè si può ritenere che $C_0$ sia in parallelo anch'esso col condensatore variabile. Del resto la capacità parassita $C_0$ non è tutta derivata sulla bobina ma è realmente in parte distribuita fra l'estremo superiore e la massa cioè in parallelo con $C_V$.

PRESELETTORE — OSCILLATORE — fig. 3

*Dati del problema.* Essi generalmente sono:

1) Le capacità estreme del condensatore variabile $C_V$ (uguali per ambedue i circuiti) che indicheremo con $C_{min}$ e $C_{max}$ ($C_{min} < C_V < C_{max}$);

2) Le capacità parassite $C_0$ e $C'_0$. Se queste capacità non sono note esse si possono presumere o valutare in base all'esperienza. Esse sono generalmente comprese tra 10 e 30 pF;

3) Le frequenze estreme della gamma da ricevere che indicheremo con $f_1$ ed $f_2$ ($f_1 < f_A < f_2$);

4) La media frequenza $f_M$.

I dati sopra elencati si possono scegliere arbitrariamente a condizione che fra essi sussista la relazione:

$$[2] \qquad \frac{f_2}{f_1} \leq \frac{C_{max} + C'_0}{C_{min} + C'_0}$$

*Calcolo dei componenti il circuito preselettore.* Risulta immediatamente:

$$[3] \qquad C'_P = \frac{C_{max} + C'_0 - (C_{min} + C'_0)(f_2/f_1)^2}{(f_2/f_1)^2 - 1}$$

e posto: $z' = C'_0 + C'_P$,

$$[4] \qquad L' = \frac{1}{4\pi^2 (C_{max} + z') f_1^2} = \frac{253 \cdot 10^2}{(C_{max} + z') f_1^2} \quad (\mu\text{H, pF, MHz}).$$

*Calcolo dei componenti il circuito oscillatore.* Si fissano, mediante una delle 1, 1', 1'' secondo il caso, le tre frequenze di allineamento $f_x$, $f_y$, $f_z$. In corrispondenza di tali frequenze del circuito preselettore il condensatore variabile assume i seguenti valori della capacità (sia nel preselettore sia nell'oscillatore):

$$[5'] \quad C_x = \frac{253 \cdot 10^2}{L' f^2_x} - z' \qquad [5''] \quad C_y = \frac{253 \cdot 10^2}{L' f^2_y} - z' \qquad [5'''] \quad C_z = \frac{253 \cdot 10^2}{L' f^2_z} - z' \qquad (\mu H, pF, MHz)$$

Si possono ora stabilire tre equazioni che impongono che per le tre frequenze di allineamento la differenza di accordo fra i due circuiti oscillatori sia $f_M$ (1). La soluzione di tali equazioni consente di ricavare le tre incognite $C_S$, $L$, $C_P$. Per esprimere in forma semplice e concisa i risultati e nel contempo ordinare la calcolazione conviene preparare le quantità (omogenee con una capacità):

$$[6'] \quad A = (C_x + z')\left(\frac{f_x}{f_x + f_M}\right)^2,$$

$$[6''] \quad B = (C_y + z')\left(\frac{f_y}{f_y + f_M}\right)^2,$$

$$[6'''] \quad D = (C_z + z')\left(\frac{f_z}{f_z + f_M}\right)^2;$$

ed il rapporto

$$[7] \qquad F = \frac{A - B}{B - D}.$$

Infine si calcolerà la funzione (omogenea con una capacità):

$$[8] \quad x = \frac{F\,C_x(C_y - C_z) - C_z(C_x - C_y)}{(C_x - C_y) - F\,(C_y - C_z)}$$

Di qui in poi si deve distinguere se il circuito dell'oscillatore locale è montato seguendo il primo o secondo schema di fig. 3. Scriveremo qui di seguito le formule risolutive relative ai due casi che si possono ricavare facilmente.

*Circuito del primo tipo*

$$[8'] \qquad C_S = x$$

$$[9] \quad L = L' \frac{(C_x + C_S)(C_z + C_S)(A - D)}{C_x C_S (C_z + C_S) - C_z C_S (C_x + C_S)}$$

$$[10] \quad z = C_P + C_O = A\,\frac{L'}{L}\,\frac{- C_x C_S}{C_x + C_S}$$

$$[11] \qquad C_P = z - C_O$$

*Circuito del secondo tipo*

$$[8''] \quad C_S + z = x; \; z = C_P + C_O$$

$$[12] \quad z = \frac{D\,C_x(C_z + x) - A\,C_z(C_x + x)}{A\,(C_x + x) - D\,(C_z + x)}$$

$$[13] \quad C_S = x - z; \; C_P = Z - C_O$$

$$[14] \quad L = L'\,A\,\frac{C_x + x}{C_S(C_x + z)}$$

Nella nota citata a numero 9 della bibliografia è indicato un metodo grafico, invece che analitico, per il calcolo degli elementi del circuito oscillatorio dell'oscillatore locale.

*Esempio di calcolo.*

Supponiamo di voler coprire, con un condensatore variabile fra 15 e 415 pF, la gamma delle onde medie fra 518 e 1580 kHz. Le capacità parassite si suppongono uguali a 20 pF sia nel circuito preselettore sia in quello oscillatore. Infine la media frequenza scelta sia di 470 kHz. Si abbia così:

$$C_{min} = 15 \text{ pF}, \; C_{max} = 415 \text{ pF},$$

$$C'_O = C_O = 20 \text{ pF}$$

$$f_1 = 518 \text{ kHz}, \; f_2 = 1580 \text{ kHz}.$$

$$f_M = 470 \text{ kHz}.$$

Con le [3] e [4] si calcolano i componenti del circuito preselettore che risultano:

$C'_P = 13{,}1$ pF, $z' = 33{,}1$ pF, $L' = 211$ $\mu$H.

Le [1] consentono di ricavare le frequenze di allineamento più convenienti che sono:

$f_x = 576$ kHz, $f_y = 905$ kHz, $f_z = 1436$ kHz mentre le corrispondenti capacità del condensatore variabile, date dalle [5] risultano:

$C_x = 328{,}5$ pF, $C_y = 113{,}5$ pF, $C_z = 25{,}1$ pF

Mediante le [6] si calcolano le capacità ausiliarie

$A = 109{,}7$ pF, $B = 63{,}8$ pF, $D = 33{,}1$ pF; e con la [7] il rapporto:

$$F = 1{,}495.$$

Infine se il circuito è montato secondo il primo tipo di figura 3, dalle [8], [9], [10], [11] si ha rispettivamente:

$$C_S = 458{,}5 \text{ pF}, \; L = 96\ \mu\text{H}$$

$$z = 49{,}2 \text{ pF}, \; C_P = 29{,}2 \text{ pF}.$$

Se invece il circuito è del secondo tipo, dalle [8''], [12], [13] e [14] si ha rispettivamente:

$$x = C_S + z = 458{,}5 \text{ pF},$$

$$z = 43{,}9 \text{ pF},$$

$$C_S = 414{,}6 \text{ pF},$$

$$C_P = 23{,}9 \text{ pF},$$

$$L = 118\ \mu\text{H}.$$

6) - *Approssimazione conseguibile dell'allineamento.*

Si è visto che la differenza relativa di allineamento assume un andamento simile a quello della curva 1 di figura 2 nell'ipotesi che i componenti dei circuiti abbiano i valori esatti risultanti dalle espressioni fornite nel paragrafo precedente ossia nell'ipotesi che i circuiti risultino perfettamente allineati in corrispondenza delle frequenze prescelte $f_x$, $f_y$, $f_z$. A tale scopo generalmente i condensatori $C_S$ e $C_P$ sono, come s'è già detto, semiregolabili.

Meno spesso invece è regolabile anche la induttanza $L$; perciò se essa non ha il valore esatto si avrà in qualche punto un disaccordo maggiore come è mostrato dalla curva 2 di figura 2.

Altre cause di disallineamento che si possono sommare alle precedenti possono essere dovute a:

1) diversità delle capacità delle sezioni del condensatore variabile;

2) diversità del valore corretto della induttanza dei circuiti preselettori;

3) diversità del valore nominale della media frequenza;

4) diversità dal valore corretto del compensatore in serie quando esso non è regolabile.

Uno scarto relativo $\frac{\Delta C}{C}$ della capacità (ci si può riferire alla capacità totale del circuito preselettore) determina uno scarto relativo della frequenza dato da:

$$[15] \qquad \frac{\Delta f}{f} = -\frac{1}{2}\,\frac{\Delta C}{C}$$

Lo scarto $\Delta C$ rappresenta una diversità fra le capacità delle sezioni del condensatore variabile dovuta ad irregolarità costruttive. Esso può essere distribuito comunque lungo il campo di regolazione. Perciò nella peggiore ipotesi lo scarto $\Delta f$ dato dalla [15] si somma ai massimi scarti di allineamento prima considerati. Affinchè tale scarto aggiuntivo non superi quello precedente, che può essere valutato a circa il 0,5% per le onde medie e al 0,05% per le onde corte, occorre che le differenze di capacità delle sezioni del condensatore variabile siano contenute entro l'1% nel campo delle onde medie ed entro il 0,1% nel campo delle onde corte. Poichè in pratica le differenze sono dell'ordine del 0,5%, i disallineamenti preponderanti sono quelli dovuti al sistema nel campo delle onde medie ed ancor più nelle onde lunghe, sono invece dovuti all'irregolarità di costruzione dei condensatori od alle altre cause sopra elencate, nel campo delle onde corte.

(1) *Come si è detto anche nel circuito oscillatore del secondo tipo di figura 3 si può approssimativamente ritenere* $C_0$ *in parallelo con* $C_P$. *Ponendo allora per ambedue i circuiti*

$$z = C_0 + C_P$$

*le tre equazioni sono rispettivamente:*

circuito del primo tipo

$$\frac{C_S C_x}{C_S + C_x} + z = (C_x + z')\left(\frac{f_x}{f_x + f_M}\right)^2 \cdot \frac{L'}{L} = A\,\frac{L'}{L}$$

$$\frac{C_S C_y}{C_S + C_y} + z = (C_y + z')\left(\frac{f_y}{f_y + f_M}\right)^2 \cdot \frac{L'}{L} = B\,\frac{L'}{L}$$

$$\frac{C_S C_z}{C_S + C_z} + z = (C_z + z')\left(\frac{f_z}{f_z + f_M}\right)^2 \cdot \frac{L'}{L} = D\,\frac{L'}{L}$$

circuito del secondo tipo

$$\frac{C_S(C_x + z)}{C_S + C_x + z} = A\,\frac{L'}{L}$$

$$\frac{C_S(C_y + z)}{C_S + C_y + z} = B\,\frac{L'}{L}$$

$$\frac{C_S(C_z + z)}{C_S + C_z + z} = D\,\frac{L'}{L}$$

*La soluzione di queste equazioni rispetto alle incognite* $C_S$, $L$ *e* $z$ *si può ottenere sottraendo la seconda dalla prima e la terza dalla seconda. Si ottengono così altre due equazioni che divise tra loro forniscono un'ultima equazione dalla quale si può ricavare direttamente* $C_S$, *che è data dalla* [8], *per il circuito del primo tipo, oppure* $x = C_S + z$, *dato ancora dalla stessa* [8], *per il circuito del secondo tipo. Utilizzando poi questi valori è facile ricavare gli altri.*

Il Santoro (bibl. 11) estende le considerazioni sopra svolte anche per determinare l'influenza dell'imprecisione dei valori di $L$, $L'$, $f_M$, e $C_S$. Ciò però non sembra del tutto esatto perchè le determinazioni sono valevoli nella ipotesi che, mentre il componente considerato abbia il valore errato, gli altri abbiano il valore calcolato. In pratica non è questo il caso. Infatti in sede di allineamento sperimentale i componenti regolabili $C_S$, $C_P$ e talora anche $L_2$, vengono portati a valori lievemente diversi da quelli calcolati onde ottenere il corretto allineamento in corrisondenza delle frequenze $f_x$ ed $f_z$ se sono regolabili solo $C_S$ e $C_P$ e anche in corrispondenza di $f_y$ se è regolabile anche L. Ciò porta ad un minore effetto degli eventuali errori della induttanza dell'oscillatore se essa non è regolabile od infine del compensatore in serie se questo è fisso.

Nel campo delle onde corte il condensatore in serie assume valori elevati dell'ordine di $2000 \div 5000$ pF. Diviene allora praticamente impossibile renderlo regolabile in un campo sufficentemente esteso. Non per questo conviene rinunciare alla sua inserzione giacchè altrimenti i punti di possibile allineamento rigoroso risultano due solamente e gli errori di allineamento nelle posizioni intermedie assumono valori molto più elevati (per es.: circa 10 volte più grandi). Perciò si dovrà usare un condensatore fisso.

Anche senza tener conto della possibilità di regolazione del condensatore $C_P$ si constata, come risulta dalla nota citata al numero 11, che per contenere lo scarto di frequenza entro il 0,05% basta che il condensatore sia tarato entro il $3 \div 5\%$ (secondo la gamma e la capacità che esso deve assumere). Se poi si tiene presente che non solo rimane la correzione di $C_P$ ma talora si può anche aggiustare $L$ e se si tiene conto che errori più importanti sono spesso dovuti alle diversità delle sezioni del condensatore variabile, si può affermare che per capacità del compensatore in serie superiori a 2000 pF è sufficente che la sua taratura sia contenuta entro il $5 \div 10\%$.

Occorre infine tener presente un altro fatto importante di divergenza fra il calcolo e l'esperienza in base al quale la curva degli scarti di allineamento rilevata sperimentalmente può riuscire notevolmente diversa da quella calcolata (bibl. 10). Si ha infatti che, per numerose cause, la frequenza veramente generata dall'oscillatore locale non è rigorosamente uguale a quella di risonanza del circuito. Ciò porta a divergenze che assumono particolare importanza nel campo delle onde corte. Quindi il calcolo degli elementi dei circuiti sopra esposto deve servire per il progetto mentre in pratica conviene conservare la possibilità della regolazione degli organi di allineamento (meglio se questi sono tre in luogo di due). Così in sede di collaudo essi potranno venire regolati in modo da ridurre al minimo gli scarti di allineamento.

*

## BIBLIOGRAFIA


1 F. Gallotti: *Il comando unico negli apparecchi a cambiamento di frequenza.* - Boll. R.T.R.E., IX, 1930, p. 18.

2 H. Andrewes: *Single control superhèterodynes.* - Wir. World, XXIX, 1931, p. 604.

3 A. L. M. Sowerby: *« Ganging » the tuning controls of superheterodyne receivers.* - W. E., IX, 1932, p. 70.

4 A. L. M. Sowerby: *One knob control for superheterodyne.* - Wir. World, XXX, 1932, p. 320.

5 L. Sacco: *Il comando unico nei ricevitori a supereterodina.* - Boll. R. T.R.E., XI, 1932, p. 161 e 229, oppure: *Dati e memorie sulle radiocomunicazioni,* - IV, 1932, p. 359.

6 R. C. Couppez: *Les superhétérodynes à commande unique.* - Onde Él., XV, 1936, p. 804.

7 G. Lehmann: *Note sur l'alignement des récepteurs superhétérodyne à commande unique:* - Onde Él., XVI, 1937, p. 132.

8 P. Ware: *A new system of inductive tuning.* - Proc. J.R.E, XXVI, 1938, p. 308. (Recens. in A. F., VII, 1938, p. 689).

9 M. Santoro: *Il comando unico nelle supereterodine.* - A. F., VII, 1938, p. 740.

10 *Calcul du circuit oscillateur des récepteurs superhétérodynes.* - Philips, n. 49 e 50, 1939, p. 37 e 53.

11 *Erreurs dans la prédétermination de la courbe de padding dues à des déphasages dans l'oscillateur.* - Philips, n. 56, 1939, p. 153.

12 M. Santoro: *Nuove considerazioni sul comando unico nelle supereterodine.* - A. F., IX, 1940, p. 208.


# MODULAZIONE DI FREQUENZA

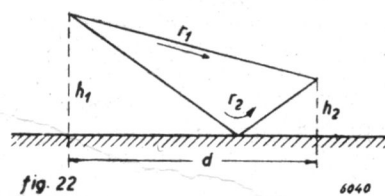
dell'Ing. Vincenzo Parenti

**6040**

*Continuazione dal Numero 1-2.*

Esistono riguardo alla propagazione delle OUC numerose ed esaurienti pubblicazioni. Fondamentalmente quattro fenomeni governano la propagazione di un'onda la cui frequenza sia compresa tra i 30 ed i 150 Mc/s:

1) Combinazione del raggio diretto e del raggio riflesso;

fig. 22

2) Difrazione e riflessione della terra;

3) Rifrazione della troposfera;

4) Trasmissione dell'onda celeste.

Secondo H. Beverage per distanze comprese entro l'orizzonte ottico il fenomeno 1° ha un ruolo predominante e la formula a lui dovuta, e che in seguito riportiamo, detta anche dell'inverso del quadrato della distanza, è stata appunto calcolata in base a queste considerazioni.

Eckersley invece sostiene che i fenomeni della propagazione, per portate superiori a quelle dell'orizzonte ottico, possano essere spiegati tenendo conto della diffrazione. Le sue curve sono state appunto calcolate secondo questo principio.

Riportiamo qui di seguito la formula di Beverage e le curve di Eckersley, per una $\lambda = 4$ m., onde il lettore possa determinare con due procedimenti differenti, l'intensità del campo alla distanza prefissata.

*Formula di H. Beverage:*

Partendo dalla relazione fondamentale che dà l'intensità di campo nel piano orizzontale, per un'antenna libera nello spazio

$$E_0 = \frac{60\, r\, H I}{\lambda\, d}$$

$H$ = altezza effettiva antenna;
$I$ = corrente aereo;
$\lambda$ = lung. onda;
$d$ = distanza dall'antenna;

considerato il caso di un dipolo a mezz'onda la relazione precedente si semplifica divenendo:

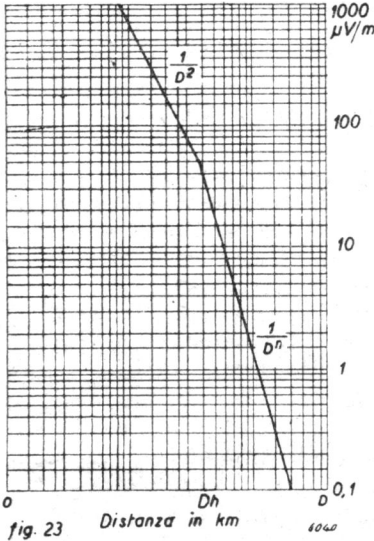
$$E_0 = \frac{7\sqrt{W}}{d}$$

ed in seguito introducendo un coefficente di riflessione, variabile per il caso di polarizzazione orizzontale o verticale, e che è funzione delle caratteristiche di conduttività $\sigma$, e costante dielettrica $\varepsilon$ del mezzo su cui l'onda $r_2$ si riflette (vedi fig. 22) ed accettate alcune limitazioni, quali che le altezze efficaci delle antenne siano piccole rispetto $d$, che il coefficente riflessione del mezzo sia $l$, e che il cambiamento di fase nella riflessione di 180°, talchè nel punto $R$ i due raggi diretto e riflesso $r_1$ e $r_2$, pervengano con determi-

nati rapporti di fase, Beverage ricavò la seguente formula:

$$[9] \qquad E = 88 \sqrt{W \frac{h_1 \, h_2}{\lambda \, D^2}}$$

$W$ = watt effettivamente irradiati;
$h_1$ = altezza ricevitore in metri;
$h_2$ = altezza trasmettitore in metri;
$D$ = distanza dall'antenna in metri

fig. 23

Questa formula può essere utilizzata direttamente per distanze comprese entro l'orizzonte ottico. L'orizzonte ottico, $Dh$ può essere calcolato con la seguente formula

$$D_h = 3550 \sqrt{h_1} + 3550 \sqrt{h_2}$$

in cui $h_1$ e $h_2$, nonchè $D$ sono espressi

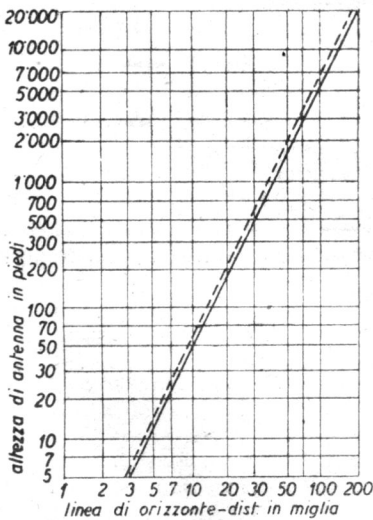



fig. 24

in metri. Si può anche ricorrere all'uso della formula $d_h = 1{,}23 \sqrt{h_1}$, in cui $d_h$ è espresso in miglia ed $h_1$ in piedi.

Questa formula è stata risolta graficamente nel diagramma di fig. 24. Se $h_2$ è, come nel caso generale, maggiore di zero, bisognerà trovare un nuovo $d'h$ riferito ad $h_2$; l'effettivo $D_h$ è la somma dei due valori trovati $dh$ e $d'h$. Per le conversioni tenere presente che 1 piede = 0,308 metri, ed un miglio = 1,52 Km.

In carta logaritmica la relazione [9] è quella raffigurata dal 1° tratto (valori del campo $> 60$ $\mu V/m$) della retta di figura 23, contraddistinta con la dicitura $1/D^2$; oltre l'orizzonte questa retta può essere prolungata variandone la pendenza secondo l'espressione $1/D^n$ in cui, il valore dell'esponente $n$ viene ricavato dal grafico empirico di fig. 25.

Il luogo di questa costruzione grafica può in generale usarsi per tutte le distanze, sia entro o fuori l'orizzonte ottico, la seguente formula

$$E = \frac{88 \sqrt{W} \, h_1 \, h_2 \, D_h^{\,n-2}}{\lambda D^n}$$

in cui, rimanendo valide le notazioni precedenti l'esponente $n$ è 2 per $D = Dh$, mentre per $D > Dh$ esso prende il valore datogli dal diagramma di figura 25.

Queste formule di H. Beverage danno una intensità media del campo non tenendo conto degli effetti del fading. Molti recenti lavori di MacLeon e di Wichizer mostrano come l'influenza del fading può essere esaltata da particolari condizioni di trasmissione. Per condizioni di trasmissione sufficientemente vicine al caso trattato dai due autori, l'intensità minima dei segnali, sotto l'azione del fading, può essere determinata applicando le correzioni date dal diagramma di fig. 26. In aggiunta a ciò bisognerà tener presente un fattore di correzione di 0,45 onde conglobare gli effetti negativi dovuti a fenomeni di dispersione ed assorbimenti. Questi fenomeni variano percentualmente da un minimo del 30% per le contrade aperte ad un massimo del 60% per le zone urbane.

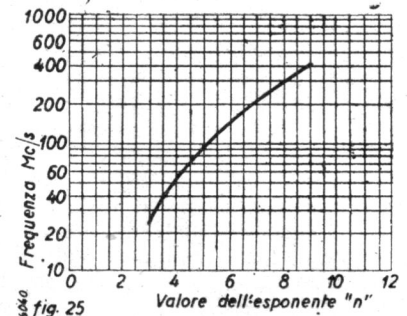
*Curve di Eckersley.*

Eckersley basandosi sul fenomeno di diffrazione ha giustificato le caratteristiche di propagazione delle OUC nelle portate superiori a quelle ottiche costruendo una numerosa famiglia di curve riguardanti appunto l'andamento del campo creato da un trasmettitore, in funzione della distanza da questo, quando si vari l'altezza del trasmettitore dal livello zero a quello di 4000 metri.

Omettendo per ragioni di semplicità i principali risultati a cui perviene la teoria, nonchè varie limitazioni che bisogna tener presenti per poter in ogni caso calcolare l'intensità del campo cercato, abbiamo riportato nelle figure 27-28 le curve riguardanti un'onda della frequenza di 75 Mc/s pari ad una lunghezza d'onda di 4 metri.

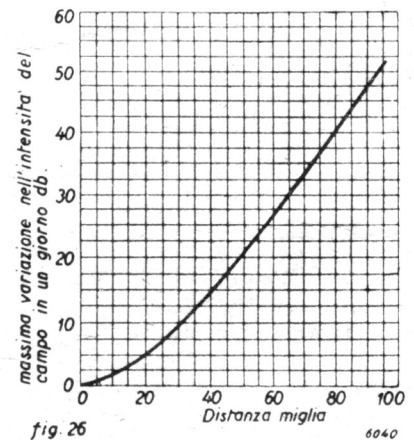
La curva denominata distanza inversa dà il valore del campo proporzionale all'inverso della distanza, nell'ipotesi di propagazione al disopra di un suolo perfettamente conduttore.

La curve sono state tracciate per un trasmettitore irradiante una potenza effettiva di 1 Kw con un aereo a $\lambda/2$ verticale. Il campo viene dato direttamente in $\mu V/m$ ed in $db$, avendo assunto come livello zero $db$ un'intensità di 1 $\mu V/m$. L'altezza $h_2$ del ricevitore è stata supposta uguale a zero.

fig. 25

Se l'altezza $h_2$, a cui è posto il ricevitore rispetto al suolo è $> 0$, l'incremento dell'intensità del campo può essere determinato con l'ausilio dei diagrammi posti nella parte di destra delle figure, e che danno direttamente i valori in $db$ da sommarsi a quelli trovati.

Un esempio servirà a chiarire quanto detto.

Si debba determinare l'intensità del campo a una distanza $D = 250$ Km., per un'onda di $f = 75$ Mc/s, posto che l'altezza $h_1 = H$ a cui è sito il trasmettitore sia di 4000 m., quella $h_2$ a cui è sito il ricevitore sia di 50 m. e la potenza effettivamente irradiata di 250 Watt.

fig. 26

Supposto che la propagazione avvenga prevalentemente su terreno e non su mare, bisognerà riferirsi alle curve di fig. 27 che riguardano appunto un mezzo riflettente terreno avente quali caratteristiche di conduttività $\sigma = 10^{-13}$ e di costante dielettrica $\varepsilon = 5$.

Per $D = 250$ Km. le curve ci dànno una intensità del campo del valore di circa 3 $\mu V/m$ pari a circa 10 *db*.

Dal diagramma di destra ricaviamo che per $h_2 = 50$ si ha un incremento positivo di + 30 *db*.

A questi 10 *db* dobbiamo aggiungere l'incremento derivante dal fatto che l'altezza del ricevitore è di 50 metri.

Questi 30 *db* sommati algebricamente ai 10 *db* trovati, dànno un campo di circa 40 *db*, equivalente ad una intensità di 100 $\mu V/m$.

Considerando ora che la potenza erogata è un ¼ di quella di 1 Kw., per cui sono state calcolate le curve, occorre ridurre l'intensità del campo secondo la radice quadrata del rapporto delle potenze. Cioè nel nostro caso:

$$\sqrt{\frac{W\ teorici}{W\ effettivi}} = \sqrt{\frac{1}{0,25}} = \sqrt{4} = 2$$

I valori trovati per il campo verranno pertanto divisi per due, ovvero il che è lo stesso, abbassati di 6 *db*, che è appunto l'equivalente in *db* di un rapporto di potenze di 2 : 1.

Potremo in definitiva asserire che il campo avrà alla distanza di 250 Km. una intensità di 50 $\mu V/m$, cioè di 34 db superiore a quello di 1 $\mu V/m$.

Questi diagrammi come dalla premessa non tengono conto dei fenomeni di rifrazione della troposfera e pertanto dànno una intensità di campo alquanto più bassa di quella altrimenti deducibile, cioè che è particolarmente accentuato per distanze considerevoli. Bisogna anche tener presente che sebbene le curve di Eckersley siano state calcolate per onde polarizzate verticalmente, esse possono anche essere applicate per onde polarizzate orizzontalmente, purchè le altezze efficaci delle antenne siano alquanto maggiori della *h* impiegata.

Rispettando difatti queste condizioni il campo e. m. è sostanzialmente identico nel caso delle due polarizzazioni, purchè anche *D* sia sufficientemente maggiore di *h*.

L'influenza delle zone urbane, che accentua i fenomeni di dispersione ed assorbimento, potrà essere tenuta presente riducendo di — 10 *db* i valori trovati.

(*Continua*)

GLI APPARECCHI DE "L'ANTENNA" LA "SUPER 46-01"

# UN RICEVITORE ECONOMICO DI GRAN CLASSE

## CINQUE CAMPI D'ONDA — ACCORDO A VARIAZIONE DI PERMEABILITA'

di G. Termini

6041/3

*La Super 46-01 inizia la serie degli apparecchi presentati dal laboratorio sperimentale de « l'antenna ». E' questo ricevitore tra i più economici ed i più perfetti che oggi si possano montare. Esso si vale dei requisiti, veramente soddisfacenti, del gruppo P 1 a permeabilità variabile realizzato dalla « Nova », e reca uno stadio variatore di frequenza che, ottenuto modificando il normale schema d'impiego del tubo 6A8, ha permesso di raggiungere importanti risultati di stabilità e di rendimento.*

*La Direzione del laboratorio sperimentale de « l'antenna » coglie l'occasione per ringraziare il Dott. Ing. S. Novellone che ha gentilmente messo a sua disposizione il gruppo P1 e che ha promesso di facilitarne lo studio e l'impiego a quanti, professionisti e dilettanti, vorranno realizzare la Super 46-01.*

LA DIREZIONE DEL LABORATORIO SPERIMENTALE

fig. 1

## CARATTERISTICHE ELETTRICHE DELLA SUPER 46-01

Le principali caratteristiche elettriche sono:

*a*) ricezione di cinque campi d'onda di cui due nelle onde medie (da 190 a 580 mt.) e tre nelle onde corte (da 15 a 55 mt.);

*b*) gruppo di alta frequenza a variazione di permeabilità, che consente di contenere l'errore percentuale di disallineamento ad un valore inferiore a 0,35%, nel campo delle onde medie e a 0,03%, nelle onde corte;

*c*) grande stabilità dello stadio variatore di frequenza, ottenuto modificando il circuito d'impiego del tubo 6A8;

*d*) frequenza intermedia con trasformatori a nucleo di ferro ad accordo per variazione di permeabilità;

*e*) sensibilità, selettività e stabilità elevate;

*f*) scala parlante ad ampio quadrante di cristallo, con indicazione di gamma e fono e di tono;

*g*) facilità ed economia costruttiva dovuta principalmente al gruppo di alta frequenza P1 con cui si elimina, ovviamente, il condensatore variabile di accordo;

*h*) rapidità delle prove tecniche di allineamento del gruppo di alta frequenza, facilitate dalla costituzione del gruppo stesso.

SCHEMA ELETTRICO

Lo schema elettrico della Super 46-01 è riportato nella fig. 1. Esso utilizza cinque tubi della serie americana, e cioè: il tubo 6A8 per la conversione delle frequenze portanti ricevute; il tubo 6K7 per l'amplificazione della frequenza intermedia; il tubo 6Q7, dai cui diodi si ottiene, rispettivamente, la tensione di comando degli stadii di bassa frequenza e la tensione addizionale di polarizzazione del tubo 6K7 (CAS) e il cui triodo rappresenta il primo stadio di amplificazione a frequenza acustica; il tubo 6V6, tetrodo a fascio, per l'amplificazione di potenza e il tubo 5Y3 come raddrizzatore della tensione alternata di rete.

Lo stadio variatore di frequenza comprende due innovazioni sostanziali, rappresentate, una dal sistema di collegamento del tubo 6A8 e l'altra dall'uso del gruppo P1 a permeabilità variabile. E' noto in proposito che i tubi variatori di frequenza possono essere divisi in due gruppi in base alla po-

sizione dell'unità oscillatrice, rispetto all'unità modulatrice. Si ha anzitutto un gruppo (comprendente tubi quali 6A8, EK2, ecc.) in cui l'unità oscillatrice è rappresentata dagli elettrodi più vicini al catodo, mentre le tensioni delle frequenze portanti sono applicate a una griglia successiva. Un altro gruppo comprende invece i tipi (quali ECH 4, WE 20, ecc.) in cui la posizione delle due unità, rispetto al catodo, è invertita. Le tensioni delle frequenze portanti sono cioè applicate all'elettrodo più vicino al catodo, mentre l'unità oscillatrice è affidata agli elettrodi successivi. Numerosi studi sperimentali e teorici hanno concluso da tempo che nei tubi in cui l'unità oscillatrice è vicina al catodo, s'incontrano evidenti fenomeni d'instabilità, particolarmente notevoli nel campo delle onde corte e cortissime. Essi sono prodotti dagli accoppiamenti elettrostatici ed elettromagnetici che si stabiliscono fra gli elettrodi di controllo delle due unità e che si traducono, in pratica, in una diminuzione della pendenza di conversione e in un aumento d'instabilità, cui concorrono particolarmente fenomeni di deriva e di trascinamento della frequenza del generatore e di quella del circuito selettore. Nei tubi invece in cui l'unità oscillatrice agisce su una griglia successiva, non s'incontrano fenomeni di questa natura se non in misura notevolmente ridotta e solo quando la frequenza di funzionamento raggiunge dei valori particolarmente elevati. Con ciò risulta evidente lo schema d'impiego del tubo 6A8. Notizie più dettagliate del funzionamento di esso sono riportate nel capitolo relativo alle « *Prove tecniche di allineamento e messa a punto* » (che verrà pubblicato prossimamente) in cui si sono sperimentalmente tracciate le curve $i_{g1}$, $i_c$ e $i_{g4}$ $S_c$, dove $i_{g4}$ è la corrente della griglia oscillatrice, $i_c$ la corrente catodica ed $S_c$ la pendenza di conversione del tubo. Giova per ora tener presente l'azione stabilizzatrice introdotta dal la conduttanza positiva (anzichè negativa, com'è nell'uso normale) degli elettrodi più vicini al catodo, per comprendere meglio il funzionamento del tubo 6A8. Sperimentalmente si sono visti importanti miglioramenti che ne consigliano senz'altro l'impiego nei circuiti dei ricevitori plurionda.

Altra innovazione che caratterizza la Super 46-01 è l'introduzione, come si è detto, del gruppo P1 a permeabilità variabile. Tratteremo successivamente dei problemi che s'incontrano nelle realizzazioni di sistemi di accordo a variazione di permeabilità. Occorre tener presenti anzitutto i risultati raggiunti dal gruppo P1. Essi sono di natura costruttiva e di natura elettrica. Dal punto di vista costruttivo si hanno importanti vantaggi di costo, d'ingombro e di semplicità di montaggio e di allineamento. Il costo e l'ingombro risultano diminuiti in quanto non si adopera il condensatore variabile di accordo, nè occorre far uso di un particolare dispositivo per il comando demoltiplicato dell'elemento di sintonia. Dal punto di vista elettrico i risultati raggiunti sono ragguardevoli perchè le frequenze portanti ricevute entro tutta l'estensione delle cinque gamme, sono

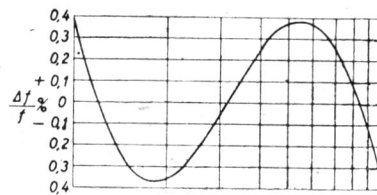



fig 2

modificate in un valore corrispondente alla frequnza di accordo di trasformatori di media frequenza, con un'approssimazione che è inferiore a $3 \cdot 10^{-2}$ % nei ventri della curva di allineamento. Nei circuiti con condensatore variabile di accordo, occorre raggiungere un'elevata precisione costruttiva e seguire inoltre un'accurata messa a punto per

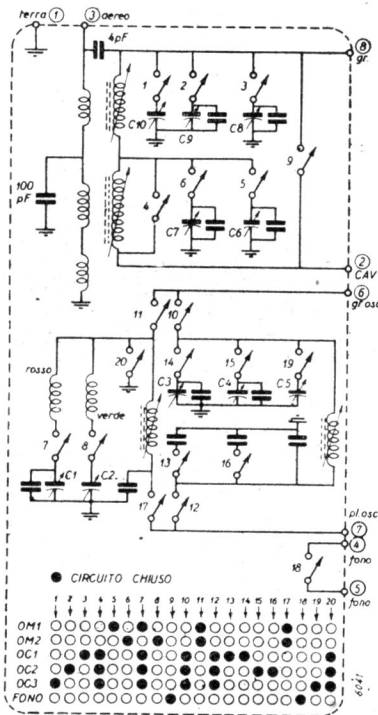



fig 3

ottenere il medesimo ordine di grandezza dell'errore di disallineamento. Oltre a ciò il rapporto $L/C$ dei circuiti oscillatori e il coefficiente di accoppiamento fra essi e i diversi circuiti e che sono ambedue in relazione alla frequenza di funzionamento, raggiungono i valori migliori, per cui gli indici di sensibilità, stabilità e selettività che da essi dipendono, hanno dei valori altrettanto significativi. Anche i risultati delle prove tecniche eseguite sul gruppo P1 sono riportati nel capitolo in cui si tratta dell'allineamento e della messa a punto.

Vi è ora da trattare delle difficoltà elettriche e costruttive che il gruppo P1 dimostra di avere convenientemente superato. Il primo problema che si incontra è rappresentato dallo studio della legge di variazione delle induttanze di accordi. Occorre che tale legge risulti verificata in tutta la produzione e che la curva di variazione assuma un andamento quanto più semplice possibile. Ciò coinvolge un problema di qualità riguardante la struttura stessa del nucleo e un problema costruttivo riguardante non pochi fattori tra cui l'omogeneità di essa, nonchè le dimensioni geometriche dell'induttanza e del supporto, rispetto alle dimensioni del nucleo. Ciò la « NOVA » ha ottimamente risolto, come dimostrano le curve di taratura ottenute, grazie indubbiamente alla ventennale esperienza nella produzione dei nuclei di ferro.

Un altro problema di notevole interesse che i costruttori del gruppo P1 hanno dimostrato di avere risolto, è rappresentato dalla suddivisione e dall'estensione dei singoli campi d'onda, specie di quello delle onde medie.

Per coprire con un'unica variazione del nucleo, l'intera gamma compresa fra 190 e 580 metri, occorre risolvere alcuni problemi costruttivi che contrastano con la necessaria solidità e compattezza dell'insieme e che pregiudicano i requisiti elettrici di funzionamento. Ciò per il fatto che le dimensioni geometriche del nucleo sono espresse in tal caso da un rapporto *lunghezza/diametro* non conveniente dal punto di vista della solidità e dell'ingombro e che l'errore di disallineamento dei due circuiti raggiunge dei valori particolarmente elevati nelle zone prossime ai limiti di gamma. Suddividendo invece l'intero campo delle onde medie in due sottogamme, si sono evitati questi inconvenienti.

Il rapporto *lunghezza/diametro* è uguale a 2 (20 × 10). La solidità e la compattezza sono notevoli, mentre l'errore di disallineamento è senz'altro inferiore a quanto può essere oggi ottenuto con qualunque altro mezzo, nel campo del comando unico. Oltre a ciò la variazione del coefficiente di merito delle induttanze è sensibilmente trascurabile, quando le dimensioni geometriche del nucleo e delle bobine, sono comprese nei termini detti. Giova, a parer nostro, qualche precisazione. E' noto che, comunque risultino costituiti i due circuiti oscillanti, (quello del selettore e quello del generatore locale), non si possono avere più di tre frequenze d'incrocio nell'intera gamma compresa fra 190 e 580 mt. La curva di allineamento è quindi rappresentata in carta semilogaritmica da una curva ad S (fig. 2). L'errore massimo di disallineamento si ha, ovviamente, nei ventri della curva ad S ed è in relazione alla precisione costruttiva del condensatore variabile di accordo e può risultare non

superiore, in condizioni del tutto eccezionali al 0,38%, adoperando un particolare circuito selettore. Poichè i disallineamenti sono tanto minori quanto più prossime sono le rispettive frequenze di allineamento, è evidente che solo suddividendo in due sottogamme l'intero campo d'onda, si può aumentare il numero delle frequenze d'incrocio. Nel gruppo P1 esse sono infatti in numero di quattro; due cioè per ogni gamma. Si noti che una soluzione del genere è per tali ragioni già nota ed adottata in non pochi apparecchi di gran classe. Inoltre ciò non comporta un'eccessiva suddivisione del quadrante nominativo delle stazioni, in quanto il numero indicato di esse e che comprende tutte quelle attualmente distribuite entro l'intera gamma è di 31 per le OM1 e di 30 per le OM2.

Sulla costituzione del gruppo P1 si veda anche lo schema elettrico riportato nella fig. 3 e completato dalla chiave delle commutazioni. Le voci « verde » e « rosso » riportate in corrispondenza alle induttanze di accordo del circuito oscillatorio, corrispondono ad altrettanti elementi di regolazione, disposti sul pannello metallico di sostegno del gruppo. Ciò evita l'uso del « padding » (condensatore in serie) e verrà meglio trattato più avanti nel capitolo relativo all'allineamento. Si noti anche il sistema di suddivisione e di estensione delle onde corte, che è affidato ad altrettante capacità fisse.

Lo schema elettrico della Super 46-01 non ha altre particolarità interessanti. Per quanto riguarda il tubo 6A8, si osserva facilmente che le tensioni delle frequenze portanti ricevute, sono applicate fra la prima griglia e il catodo. La griglia 1 non è di tipo multimu, per cui non è possibile ottenere una regolazione automatica di amplificazione. Nello schema elettrico il ritorno dei circuiti di griglia è nondimeno collegato alla linea del CAS, perchè in essa è presente la tensione costante di polarizzazione ottenuta per caduta di tensione ai capi della resistenza da 50 Ω, collegata fra il centro dell'avvolgimento di alta tensione del trasformatore di linea e il telaio, che rappresenta, com'è d'uso, il potenziale di riferimento del ricevitore.

Delle griglie successive, la seconda ha funzioni acceleratrici ed è collegata al positivo dell'A. T. per mezzo di una resistenza da 25000 Ω, 1 W. La terza e quinta griglia con la quarta rappresentano l'unità oscillatrice. Più precisamente la quarta griglia è collegata ai circuiti oscillanti delle varie gamme, mentre le griglie 3 e 5 sono collegate agli avvolgimenti di reazione mediante un condensatore di accoppiamento da 5000 pF. Il carico resistivo delle griglie 3 e 5 è rappresentato da una resistenza da 20.000 Ω; in serie ad essa è disposta una resistenza da 30.000 Ω, attraverso la quale ha luogo una conveniente caduta di tensione che limita un eccessivo valore di corrente in tale elettrodo. Dal tubo 6A8 si perviene al tubo 6K7 tramite il trasformatore *TM1* accordato sul valore della frequenza intermedia. Segue a questo stadio il rivelatore che è accoppiato al precedente mediante il secondo trasformatore di media frequenza *TM2*. La tensione per la polarizzazione addizionale del tubo 6K7 è prelevata dall'anodo del tubo 6K7. Il diodo rivelatore del CAS, riceve una tenione negativa di circa 3 V, per cui la tensione addizionale si ha solo in presenza di segnali molto forti. La tensione a BF prelevata tramite il condensatore da 5000 pF è applicata, mediante un potenziometro da 1 MΩ, alla griglia del tubo 6Q7. Il potenziometro consente di ottenere la regolazione manuale del volume. Il circuito di comando del tubo 6Q7 comprende anche il regolatore manuale di tono, ottenuto con un condensatore di 3.000 pF e un altro potenziometro da 1 MΩ. Si perviene quindi alla griglia del tetrodo a fascio 6V6 e quindi al riproduttore elettroacustico. Il trasformatore di alimentazione è il 1784 della « Nova ». Esso è caratterizzato dalla presenza di cinque tensioni primarie e dalla non elevata resistenza del secondario di alta tensione, per cui nei massimi orchestrali e, più generalmente, nelle punte di modulazione, non si hanno fluttuazioni importanti di tensione. Il circuito di livellamento comprende due condensatori elettrolitici, da 16 e da 8 μF, rispettivamente all'entrata e all'uscita di esso. L'avvolgimento di campo del riproduttore « «7 alfa », è eccitato in serie e rappresenta il terzo elemento del circuito di filtraggio. Il valore resistivo di esso è di 1300 ohm.

(*Continua*)

*TEORIA E PRATICA DI RADIOSERVIZIO*

# APPARECCHIATURA DI CONTROLLO PER RADIORIPARATORI

di Adriano Azzali

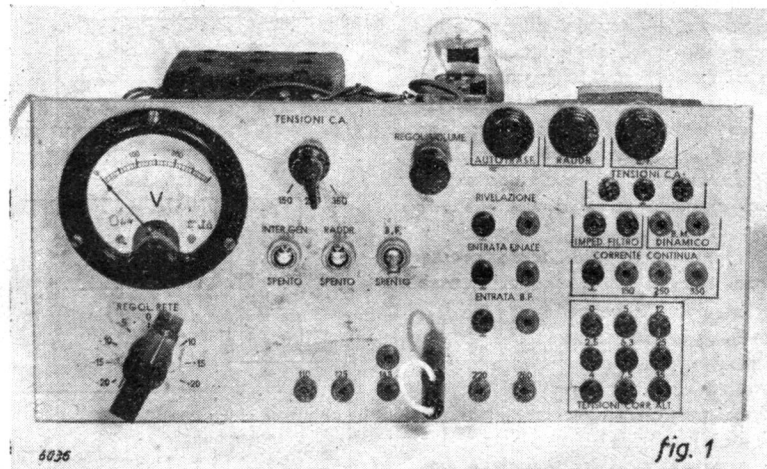



*fig. 1*

Il complesso che segue (fig. 1), è molto utile per i tecnici delle radioriparazioni, in quanto ha requisiti notevoli di praticità e d'impiego. In esso sono racchiusi un regolatore della tensione di alimentazione (tensione di linea) e un amplificatore a frequenza acustica di picola potenza (circa 3 watt indistorti).

Il regolatore di tensione ha lo scopo di poter variare la tensione disponibile alle diverse prese del laboratorio in modo da rendere essa indipendente da qualsiasi variazione. Seguono da ciò evidenti risultati di stabilità e sicurezza per il funzionamento degli strumenti di misura e dei radioapparati. Il complesso comprende un trasformatore di linea, il cui primario, oltre alle normali prese previste dal dispositivo di cambio delle tensioni (e cioè 110, 125, 145, 160, 220 e 280 V)

***NEL PROSSIMO FASCICOLO:***

**Montaggio e messa a punto della "Super 46-01"**

***con il piano di foratura del telaio, interessanti fotografie, diagrammi e tabelle***

è provvisto anche di otto terminali con 5 V in più o in meno, in modo che, manovrando opportunamente il commutatore « REGOL. RETE », è possibile adattarlo al valore della tensione disponibile. La tensione della rete, è letta su di uno strumento a ferro mobile e può essere seguita in tutte le sue variazioni.

fig 2

Il secondario del trasformatore consta di dieci prese ognuna delle quali fa capo a una corrispondente boccola isolata posta sul pannello frontale accanto allo strumento e al relativo commutatore « REGOL. RETE ».

Risultano così disponibili diverse tensioni alternate ed è quindi possibile procedere a numerose prove tecniche.

Particolarmente interessante è l'impiego di esse per la verifica dei circuiti di raddrizzamento e di livellamento dei radioricevitori con trasformatore di alimentazione difettoso.

L'interruttore *I1*, posto sull'entrata della linea serve come interruttore generale e può essere vantaggiosamente sostituito con una valvola automatica bipolare « ZEUS », per la protezione dell'intero complesso da eventuali cortocircuiti o da esagerate richieste di corrente.

La seconda parte dell'apparecchiatura racchiude, come si è detto, un amplificatore a frequenza acustica. Esso fa uso di tre volvole e cioè, 6R e 6V6GT, rispettivamente quale preamplificatrice di tensione BF e quale finale di potenza, e della 80, quale raddrizzatrice. E' importante osservare che ciascun stadio è accessibile da altrettante boccole poste sul pannello frontale. Con ciò ogni stadio risulta indipendente dagli altri e può essere ovviamente usato per eseguire un notevole numero di prove tecniche, quali ad esempio quelle di confronto con altri stadi in esame.

Dallo schema elettrico dell'apparecchiatura (fig. 2) si osserva agevolmente che il secondario del trasformatore di alimentazione e la corrispondente presa al centro, fanno capo ad una serie di boccole (*A*).

Il commutatore *C2* dà la possibilità di variare con tre posizioni diverse la tensione disponibile sul secondario del trasformatore di alimentazione, corrispondente ai valori di 150, 250 e 350 V. Alle boccole *B* si preleva la medesima tensione raddrizzata; alle boccole *C* la tensione all'uscita del filtro di livellamento. Le boccole *D - E* rendono invece accessibile il trasformatore di uscita per prove di confronto (prove che devono essere eseguite a valvole spente), mentre le boccole *F - G* consentono di poter usare rispettivamente il solo stadio finale, oppure l'intera catena di stadi. L'altoparlante è di tipo magnetodinamico con una potenza utile di 3,5 W; esso è innestato nelle boccole *E*. Due lampadine indicando quali sono gli stadi che funzionano.

## USO DELL'APPARECCHIATURA

Il regolatore della tensione di rete si adopera manovrando anzitutto l'interruttore *I1*, leggendo la tensione sullo strumento S e ruotando infine la manopola del commutatore *C1* fino a raggiungere l'effettiva tensione di uso.

L'amplificatore di BF è posto in funzione manovrando gli interruttori *I2* e *I3*. Il primo accende le valvole 6R e 6V6; il secondo accende la valvola 80 che è collegata al trasformatore di alimentazione *T2*.

Mediante il commutatore *C2* è possibile ricavare dalle boccole *A* una tensione alternata che può essere adoperata per sostituire eventualmente quella di un trasformatore di alimentazione difettoso.

Alle boccole *C* si ricava una tensione continua che può servire per l'ali-

mentazione dei radioapparati in esame quando essi sono sprovvisti di trasformatore e di valvola raddrizzatrice. La corrente richiesta non deve però superare i 70 mA.

Applicando una tensione a frequenza acustica alle boccole *F*, in essa è amplificata dalla valvola 6V6 ed è riprodotta dall'altoparlante. Ciò può servire quando si vogliono eseguire delle prove di confronto con stadi simili.

A tal uopo occorre far uso di un misuratore di uscita che si collega sullo stadio in esame e su quello dell'apparecchiatura.

Le boccole *G* consentono di adoperare l'intera catena di stadii. Si nota la presenza del regolatore manuale di volume.

Quanto detto circa l'uso di questa apparecchiatura, rientra nei casi più immediati. Esso consente numerose altre prove tecniche ed è indubbiamente indispensabile al radioriparatore. L'uso di esso è limitato solo dall'abilità di chi se ne serve.

Premesso che la costruzione dell'apparecchiatura non presenta particolari difficoltà, si consiglia di eseguire i collegamenti con conduttore *push-bach* da mm 0,8.

E' poi da tener presente che è necessario schermare la valvola 6R e il conduttore, che ne collega la griglia controllo al potenziometro per la regozione manuale di volume. I collegamenti relativi al trasformatore *T1* di linea è bene siano eseguiti con conduttore rigido avente un diametro non inferiore a 2 mm per le tensioni più basse. Il pannello frontale dev'essere

costruito in alluminio o comunque in materiale non magnetico, perchè su di esso viene disposto lo strumento indicatore. Poichè quest'ultimo è molto sensibile, il pannello di ferro si comporta come uno shunt magnetico rispetto al magnete dello strumento, per cui le letture risultano sensibilmente inesatte.

Inutile dire che lo strumento, le lampadine spia, i commutatori, gli interruttori, il regolatore di volume, le boccole ed il cambio tensioni sono sistemati sul pannello frontale.

Lo scrivente è pertanto a disposizione dei lettori de « l'antenna », per ulteriori precisazioni e schiarimenti. L'apparecchiatura di cui sopra è in funzione da parecchio tempo ed ha dimostrato, esaurientemente, la sua praticità e robustezza.

MATERIALE USATO

*T 1, trasformatore di linea.*

Lamella Terzago 110 × 115. Nucleo cmq 16 (lordo).

*Primario*: 3,25 spire per volt, con filo smalto mm 0,8 fino a 110 V; mm 0,7 da 110 a 160 V; mm 0,6 da 160 a 280 V. Prese per il regolatore di tensione: ∓ 5, 10, 15, 20 V.

*Secondario*: 3,5 spire per volt, con filo mm 2 fino a 4 V; mm 0,8 da 4 a 7,5 V; mm 0,6 da 7,5 a 25 V; mm 0,5 da 25 a 50 V.

*T 2, trasformatore di alimentazione dell'amplificatore di BF.*

Lamella Terzago 70 × 100. Nucleo cmq 12 (lordo).

*Primario*: 800 spire, con filo mm 0,45 (160 V rete).

*Secondario AT* in due sezioni uguali, con due prese supplementari per ciascuna sezione. Numero totale di spire per sezione, 1925; con filo mm 0,16; prese alla 825ª spira (150 V) e alla 1375ª spira (250 V).

*Secondario di accensione della valvola* 80: 29 spire, con filo mm 0,8.

*Secondario di accensione della lampada spia*: 36 spire, con filo mm 0,5.

*T 3, trasformatore di uscita per tetrodo a fascio tipo* 6V6 Nucleo cmq 2,5.

*Primario*: 2900 spire, con filo smalto mm 0,13.

*Secondario*: 37 spire, con filo smalto mm 0,6.

*Z, impedenza di livellamento.* Può essere realizzata avvolgendo 9000 spire, con filo smalto mm 0,15 su un pacco di lamelle per trasformatore da 40 VA.

*C 1*, commutatore a 1 via, 9 posizioni.

*C 2*, commutatore a 1 via, 3 posizioni.

*S*, strumento a ferro mobile tipo *G* (Allocchio, Bacchini e C.), portata 250 V.

Tre valvole (80, 6V6, 6R, oppure 5Y3, 6V6, 6J7).

1 altoparlante magneto dinamico (7 alfa M, della «Nova»).

1 resist. da 15.000 Ω, 5 W (entrata filtro livellamento);

1 resist. da 300 Ω, 1 W (catodo valvola 6V6);

1 resist. da 4.000 Ω, 1 W (catodo valvola 6R);

1 resist. da 0,25 MΩ, 1 W (anodo valvola 6R);

1 resist. da 1 MΩ, ½ W (gr. schermo valvola 6R);

1 resist. da 0,5 MΩ, ½ W (gr. controllo valvola 6V6);

1 resist. da 2.000 Ω, ½ W (in serie alla gr. controllo della valvola 6V6).

2 condensat. elettrolitici da 8 μF, 500 V;

2 condensat. elettrolitici da 10 μF, 25 V (sui catodi delle valvole 6R 6V6);

1 cond. a carta da 20.000 pF (accopp. anodo 6R, gr. controllo 6V6);

2 cond. a carta da 5.000 pF;

1 cond. a carta da 0,1 μF;

1 cond. a carta da 10.000 pF.

1 potenziometro da 1 MΩ (grafite, senza interrut.).

2 lampadine spia;

1 cambio tensioni;

3 interruttori a leva (tumbler);

3 bottoni ad indice;

26 boccole isolate;

1 spina « maschio » con cordone a treccia 2 × 1;

1 spina « femmina » con cordone a treccia 2 × 1;

Viti, dadi, ranelle « grower », minuterie varie, ecc.

1 telaio in ferro, dimensioni mm 200 × 300 × 60, spessore mm 1,5;

1 pannello frontale in alluminio, dimensioni mm 300 per 150, spessore mm 2.

*

# TRASMETTITORE DA 30 WATT

## PER 224 MC/S

dell'Ing. Vincenzo Parenti

PREMESSA SUI TUBI OSCILLATORI PER OUC.

Tra le gamme dilettantistiche assegnate ai radianti, quelle che presentano maggiori difficoltà di indole tecnica, ma nel contempo possono anche dare maggiori soddisfazioni, sono indubbiamente quelle delle onde ultra corte.

È su queste gamme, particolarmente sui 145 e 224 Mc (2,1 e 1,25 metri) che con la ripresa della attività dilettantistica, potranno ed anzi *dovranno*, secondo le ultime norme della F. C. C. (1), effettuarsi le esperienze con trasmissioni a F.M. (Frequency modulation = modulazione di frequenza), a T. M. (Time modulation = modulazione ad impulsi) ed è su queste frequenze inoltre che potranno essere costruite le stazioni dilettantistiche trasmittenti di televisione.

Le difficoltà sempre incontrate dai radioamatori nel campo delle OUC che sono le medesime di quelle presentatesi a tutti i tecnici della radio moderna data la tendenza a valersi di frequenze via via più elevate per scopi di « broadcasting », radio professionale, applicazioni particolari, sono state quelle dovute essenzialmente alla mancanza di valvole e materiale speciale adatto al lavoro su frequenze sì elevate, in dipendenza della quale deficienza di materiale risultava impossibile scendere al disotto di una certa lunghezza di onda, se non generando potenze assolutamente irrisorie.

Lo sprone delle necessità di indole bellica ha permesso di conseguire, in questo campo, degli importantissimi progressi, susseguenti ad una vasta indagine tecnica e ad ancora più estese ricerche sperimentali.

Ricordando ai dilettanti che i tubi progettati per funzionare in un campo di frequenze basso, non sono sempre usabili per le alte frequenze (specie per le OUC), i requisiti cui deve soddisfare un tubo per un regolare funzionamento in OUC, sono i seguenti:

1°) Capacità interelettrodiche: minime possibili;

2°) Induttanze dei reofori: minime possibili;

3°) Tempo di transito degli elettroni: minimo possibile;

tutto ciò prescindendo dalla potenza richiesta.

Alle frequenze più elevate (f > 30/50 Mc) difatti l'induttanza dei reofori più gli effetti di carico delle capacità interne determinano un potenziale ed una fase differente tra gli elementi interni ed i loro terminali esterni, proporzionale al crescere della frequenza.

Più precisamente la reattanza induttiva dei reofori (ωL) cresce col crescere della frequenza e pertanto le tensioni che si generano ai capi di queste induttanze, non sono più trascurabili.

A titolo di esempio, poichè il valore di queste induttanze è dell'ordine dei 0,05 μH, ne consegue, per una frequenza di 100 Mc, una reattanza induttiva di circa 31 ohm.

Infatti, essendo

$$\omega = 2\pi f = 6{,}28.100.10^6$$

ed

$$L = 0{,}05\ \mu H = 0{,}05.10^{-6}\ H.$$

avremo:

$$\omega L = 6{,}28\ .\ 100\ .\ 0{,}05 = 31\ \text{ohm}.$$

Pertanto se la corrente circolante è, supponiamo, di 1 A, ai capi di questo elemento induttivo sarà presente una tensione *indesiderata* di circa 30 volt!

Per quel che riguarda le capacità interne, tenendo presente che la reattanza capacitativa $\left(\frac{1}{\omega C}\right)$ diminuisce al crescere della frequenza, esse si comporteranno praticamente come un *corto-circuito* per la componente a RF.

Una capacità interna dell'ordine dei 10 pF si comporta per una frequenza

(1) F. C. C.: Federal Communication Commission.

di 100 Mc, come una resistenza di circa 15 ohm!

Particolare importanza acquista la reattanza presentata dal terminale catodico, considerando il fatto che la sua reattanza è comune al circuito di placca e al circuito di griglia.

Gli effetti sono paragonabili a quelli di una reazione negativa, producendo inoltre un sensibile smorzamento del circuito di entrata.

Dato questi valori reattivi molto bassi le correnti circolanti possono assumere valori molto alti, determinando, oltre altri fenomeni, specie per la griglia, indesiderati riscaldamenti con conseguente liberazione di gas occlusi nei metalli, esaltazione dello skin-effect etc. Da ciò, per questi tubi, la necessità di una particolare tecnica costruttiva, con reofori brevi, grossi, di materiale altamente conduttore a piccola permeabilità magnetica.

In questi tubi specie per $f > 100$ Mc, grande importanza assume il tempo di transito degli elettroni, cioè il tempo richiesto per il transito di un elettrone dal catodo all'anodo.

Praticamente dunque, dato il periodo della frequenza di lavoro ($T = \frac{1}{f}$ la corrente anodica non segue più istantaneamente, come si può ammettere per $f < 100$ Mc, la variazione della tensione della griglia di comando.

Ciò in definitiva determina un'alterazione dei parametri caratteristici di un tubo e un decremento della sua efficienza stessa, e questo ritardo di fase nel flusso elettronico (più gli effetti delle induttanze parassite) fa sì che la corrente di griglia non sia più in esatta quadratura con la rispettiva tensione di griglia.

La potenza assorbita dal circuito esterno, che nel primo caso era assolutamente trascurabile, infatti
$W = VI \cos \varphi$ e, poichè $\cos 90^\circ = 0$,

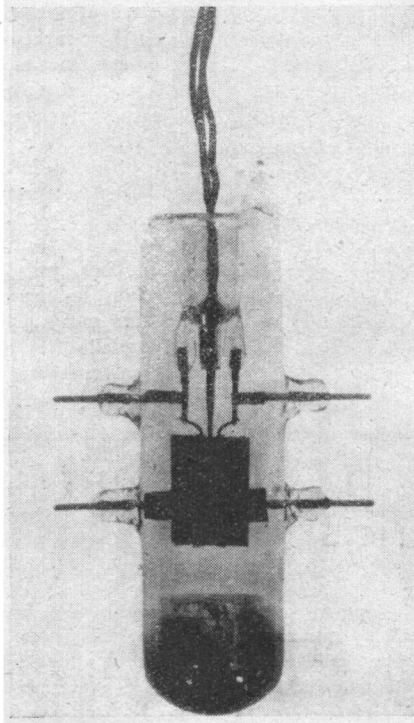
$$W = O,$$

acquista un valore rilevante ed aumenta, in maniera rapidamente crescente, con l'aumentare della fz.

Allo scopo di ridurre questo effetto, noto con il nome di *carico elettronico,* il tempo di transito dovrà essere ridotto il più possibile, e poichè a parità di altri fattori, è inversamente proporzionale alla distanza degli elettrodi, sarà questa distanza che bisognerà diminuire, in modo che il *volume interelettrodico* sia piccolo e possa contenere un piccolo numero di elettroni in transito.

Considerazioni di dissipazione di potenza ed il conseguente aumento delle capacità interelettrodiche, non permettono che questo spazio venga eccessivamente ridotto conseguentemente occorre, per diminuire le capacità interne, ridurre la lunghezza degli elettrodi.

Poichè il tempo di transito $t$ è, a parità di altri fattori, inversamente proporzionale alla radice quadrata della tensione anodica, aumentando per esempio $Va$ di 16 volte, il tempo di transito $t$ viene ridotto ad ¼.

In questa soluzione molto moderna, che ha trovato applicazione nella tecnica della trasmissione ad impulsi (radioaltimetri, radiolocalizzatori, ecc.) la tensione anodica o, più esattamente, la circolazione della corrente anodica, viene applicata per frazioni di secondo, generalmente dell'ordine del millesimo.

Due altre soluzioni, che potremmo chiamare classiche, sono quelle dell'uso degli oscillatori a griglia positiva, o Barkhausen, e quella dei Magnetron.

Nei primi la griglia è resa fortemente positiva dimodochè essa nel circuito esplica la funzione di accelerare e decelerare alternativamente il flusso elettronico che la attraversa: il percorso degli elettroni acquista un andamento pendolare, da cui il nome di *pendulum oscillator* dato dagli americani a questo circuito.

I circuiti Magnetron consistono essenzialmente in un triodo con catodo emittente coassiale ad un anodo cilindrico, il tutto governato dall'azione di un campo magnetico la cui direzione è parallela al catodo del tubo.

In entrambi questi due circuiti, gli elettroni dànno un rendimento utile durante una porzione più prolungata del ciclo di oscillazione; il tempo di percorso degli elettroni ed i campi elettrici prodotti da essi medesimi contribuiscono alle condizioni di oscillazione. In altre parole gli elettroni stessi ed il loro movimento costituiscono un complesso oscillatore.

Il nostro trasmettitore sperimentale utilizza una valvola studiata secondo questi criteri fin dal 1940, dai tecnici della R.C.A., per la generazione e la angolificazione delle OUC e delle microonde.

Essa è la 1628, divenuta molto popolare tra gli « ham's » americani per il suo elevato rendimento anodico e per il fatto che può raggiungere frequenze dell'ordine di 600 e più Mc/s. Questo triodo è a placca di tantalio con sortita doppia di placca e di griglia, permettendo in tal modo una enorme semplificazione per quel che riguarda i problemi di neutralizzazione e rendendo possibile la realizzazione di particolari montaggi oscillatori.

Più precisamente la presenza di terminali di uscita doppi permette, usandoli in parallelo, una eliminazione dell'induttanza dei terminali medesimi, ovvero dà la possibilità di separare le correnti di ritorno dei vari elettrodi.

Il catodo è di tungsteno toriato con filamento avvolto a doppia elica e provvisto di presa centrale.

Le distanze interne sono state mantenute molto piccole, allo scopo di ridurre il tempo di transito degli elettroni; contemporaneamente allo scopo di mantenere bassa la capacità griglia-catodo (circa 2 pF), la griglia ha un'altezza di soli 18 mm., così pure la placca, essa, in compenso, è di tantalio, può lavorare al rosso chiaro, ed è munita di alette di raffreddamento in modo di poter dissipare energia calorifica senza che l'elettrodo raggiunga temperature eccessive.

Diamo qui i dati generali e le condizioni di funzionamento di un triodo 1628 FIVRE, riservandoci nei prossimi numeri la descrizione del trasmettitore.

Caratteristiche principali:

| | |
|---|---|
| Vf = 3,5 V | G-A = 2 pF |
| If = 3,25 V | G-K = 2 pF |
| $\mu$ = 23 | A-K = 0,9 pF |
| S = 3 mA/V | |

Va max = 1000 V
Vg max = — 200 V
Ia max = 60 mA
Ig max = 15 mA
P dissip = 40 W

| | | Mc |
|---|---|---|
| limite di frequenza | 500 | 670 |
| percent. tensione e potenza alimentazione max | 100% | 83% |

Condizioni normali di funzionamento (come oscillatore):

| | |
|---|---|
| Va max = 1000 V | Ia = 50 mA |
| Vg = — 65 V | Ig = 15 mA |
| Rk = 1000 ohm | Pu = 35 W |

Resistore sulla griglia 4400 ohm.

(*Continua*).

IMPIANTI ELETTROACUSTICI - TEORIA E PRATICA

# L'EUFONOTECNICA

di Carlo Favilla

6003/5

Mentre per molti organi ed apparecchi elettroacustici la fedeltà di risposta rimane sempre una esigenza fondamentale, per altri essa non è più sufficiente al conseguimento di certi scopi essenzialmente musicali ed artistici. Una nuova tecnica si è pertanto dovuta studiare, destinata all'abbellimento e al miglioramento (dal lato artistico) del suono o di un complesso di suoni: cioè l'eufonotecnica.

In un mio recente articolo pubblicato a cura del Circolo Sostenitori Jazz (C. J. S.) sul proprio giornale « Critica Jazz », e che ha per tema la « polifonia fonogenica », già ho accennato all'essenza ed agli scopi dell'eufonotecnica e al fatto che essendo essa già praticata da molto tempo in alcuni paesi progressisti, si trova oggi in stato di avanzato sviluppo e di notevole perfezione.

Nel mio citato articolo è detto che mediante la tecnica elettroacustica è possibile ottenere per il suono deformazioni e abbellimenti paragonabili a quelli che, per l'immagine, si ottengono mediante la tecnica ottica-fotografica.

L'eufonotecnica, dunque, utilizza ed applica tutti gli accorgimenti atti ad abbellire in senso artistico il suono od un complesso di suoni. È pertanto essa può essere praticata solamente da tecnici che siano in grado di lavorare in perfetta collaborazione con la direzione artistica-musicale; tanto che in tal caso, e solamente in tal caso, il tecnico d'elettroacustica può essere giustificatamente chiamato « tecnico del suono ».

### IN QUALI CASI SONO RICHIESTE LE APPLICAZIONI DELL'EUFONOTECNICA.

Prima di vedere quali possono essere gli accorgimenti e le apparecchiature da usare nell'eufonotecnica, credo che sia necessario conoscere almeno qualcuno dei casi in cui tale tecnica può essere applicata per ottenere un miglioramento degli effetti artistici musicali.

Consideriamo un caso dei più correnti: la trasmissione di un'orchestra jazz.

Secondo lo stile americano tale genere di orchestra si compone da quattro a venticinque e più strumenti musicali, di cui uno o più costituiscono la così detta sezione ritmica, mentre i rimanenti hanno il compito di svolgere le varie melodie di tema, di controcanto e di improvvisazione *hot*. Di questi ultimi, alcuni devono essere riprodotti a turno in primo piano, cioè l'intensità del loro suono deve essere riprodotta a turno in modo da sovrastare quella degli altri strumenti del complesso.

Ora questi effetti possono essere ottenuti con vari mezzi; ad esempio i suonatori di primo piano possono sforzare i loro strumenti, oppure possono avvicinarsi al microfono al momento opportuno; ma l'effetto migliore si otterrà unicamente munendo ogni strumento di primo piano, od ogni gruppo di strumenti, di apposito microfono, atto a potersi regolare indipendentemente mediante un proprio regolatore di volume (metodo della miscelazione indipendente).

Un altro caso in cui l'eufonotecnica può ottenere risultati brillantissimi è quando occorra equilibrare artisticamente la polifonia di una qualsiasi orchestra; far sì, cioè, che ogni suono, ogni timbro, ogni strumento insomma, abbia quel grado di intensità che il musicista ritiene artisticamente più efficace. Ciò si potrebbe ottenere anche con una conveniente dislocazione degli strumenti rispetto al microfono, ma questo sistema dà risultati instabili e fa perdere quindi molto tempo in prove preliminari. Molti vantaggi si hanno invece raggruppando in settori separati gli strumenti affini per funzioni e munendo ogni settore di proprio microfono facente capo al miscelatore generale. Con tale sistema il direttore artistico della trasmissione potrà regolare sempre secondo il suo gusto la polifonia e ottenere riproduzioni artisticamente superiori sotto tale punto di vista.

Questi citati sono due casi che si presentano quotidianamente, ma altri ancora numerosi ve ne sono, come ad esempio i seguenti: dover abbellire il timbro di uno strumento, dover togliere rumori di accompagnamento, dover fare risaltare al momento opportuno il canto, produrre effetti di riverberazione, ecc.

Naturalmente, per quanto riguarda la riproduzione di orchestre, il maestro direttore deve giudicare gli effetti non stando tra i suonatori, ma davanti all'altoparlante come starà poi l'uditore. Infatti, che un'orchestra vada benone a sentirla stando in mezzo ai suonatori dal punto di vista elettroacustico non vuol dir niente di conclusivo. Tra tecnico del suono, quindi, e

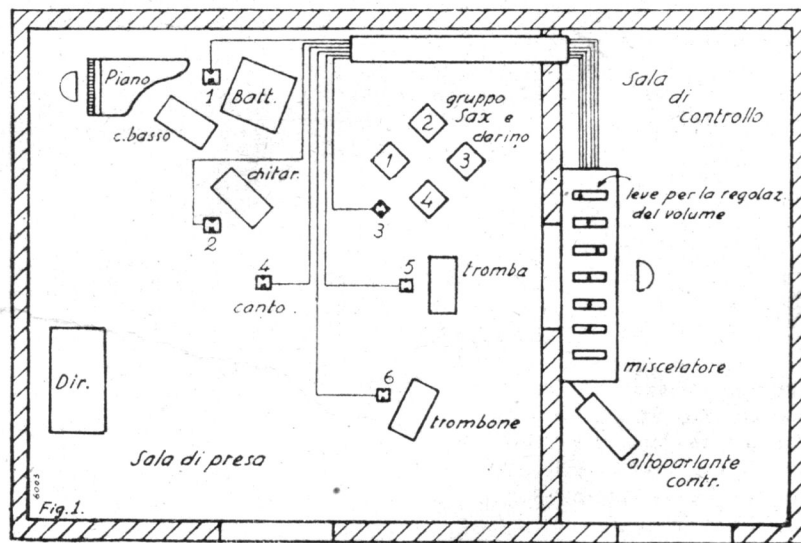



*Fig. 1 — Pianta schematica di un auditorio per la riproduzione eufonica di un'orchestrina jazz tipica. Come si vede, gli esecutori sono dislocati assai distanti gli uni dagli altri in modo che efficace risulti l'effetto direzionale dei microfoni 2, 3, 4, 5, 6. Per questo genere di trasmissioni gli esecutori devono essere particolarmente addestrati, devono cioè essere abituati a suonare assai distanti tra di loro. Il tecnico del suono, che si trova nella sala del controllo, separato da doppia parete di spesso vetro, dovrà attenersi alla partitura delle intensità predisposta con la collaborazione e la direzione del direttore artistico, operando convenientemente con gli attenuatori del banco di miscelazione.*

*L'effetto della miscelazione dovrà essere controllato unicamente con l'udito; quindi il tecnico del suono deve essere almeno un individuo con una elevata sensibilità musicale educata allo scopo.*

*Il volume, cioè l'ampiezza della modulazione risultante, dovrà essere controllata unicamente mediante un oscillografo elettronico, che dà il rilievo esatto anche delle punte istantanee.*

N°..... | DATA ............... | DIRETTORE ............... | OPERATORE TECN. ...............

DENOMINAZ. DEL PEZZO ...............

DURATA IN MINUTI PRIMI E SECONDI ...............

INIZIO DELL'ESECUZIONE: ORE ...............

| STRUMENTO O SEZIONE | MICROFONI | TEMPO (IN BATTUTE, OGNI BATT. DI ... SEC.) | | | | | | | | | | | INTENSITA' SUL MISCELATORE |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| sez. ritmica | 1 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | |
| chitarra | 2 | 6 | 6 | 6 | 6 | (8) | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | 8 | |
| sassofoni e clarino | 3 | 6 | 6 | 6 | 6 | (5) | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | |
| canto | 4 | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | - | |
| tromba si b | 5 | 8 | 8 | 8 | 8 | (6) | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | 6 | |
| trombone | 6 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | 5 | |
| | | | | | | ↑ | | | | | | | |

Fig. 2.

*Fig. 2 — Esempio della partitura delle intensità per una orchestrina jazz. L'operatore addetto alla miscelazione deve seguire scrupolosamente tale partitura, da lui già studiata insieme al direttore artistico responsabile dell'effetto dell'esecuzione orchestrale. Come si vede, dopo le prime quattro battute, durante le quali la sezione ritmica deve risaltare insieme alla tromba, è la chitarra che deve entrare in primo piano mentre i sassofoni sono destinati ad uno sfondo armonico. I cerchietti che circondano i numeri di regolazione del miscelatore e la frecia posta a piè di pagina hanno lo scopo di avvertire l'operatore, anche con un « colpo d'occhio », dell'immediato passagio tra una miscelazione e l'altra. Lo spostamento degli attenuatori, generalmente a leva e a variazione logaritmica del volume, deve essere fatto con esatta tempestività. Occorre per questo che l'operatore prenda una certa pratica.*

direttore di orchestra deve esserci una collaborazione perfetta.

### La miscelazione dei microfoni.

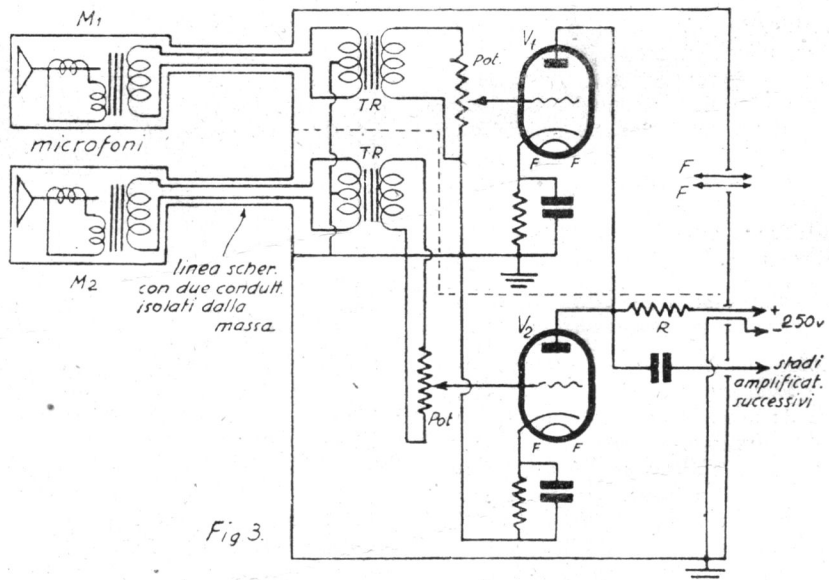
Uno dei mezzi più elementari della eufonotecnica è la miscelazione.

Si abbia ad esempio da riprodurre un'orchestra jazz formata da: un contrabbasso, una batteria, una chitarra, un pianoforte, un clarino, quattro sassofoni di cui due di primo piano, un trombone, una tromba. Di questi strumenti i primi quattro formano la sezione ritmica; gli altri la sezione melodica. La partitura stabilisce che in primo piano dovranno uscire a turno: la chitarra, con una frase melodica di otto misure, il clarino per altre otto misure, due sassofoni per altre otto misure, il tromboncino per altre otto misure. In totale 32 misure di primi piani; per il rimanente, insieme polifonico equilibrato. Il direttore artistico stabilisce, in base all'« arrangiamento », quali dovranno essere le varie intensità di ciascuno strumento e quali le variazioni di intensità durante l'esecuzione. Il tecnico del suono sa che per ottenere gli effetti richiesti dal direttore d'orchestra è necessario che gli strumenti siano raggruppati nel seguente modo:

1) pianoforte, contrabasso e batteria in gruppo a sè, con proprio microfono;

2) i quattro sassofoni in gruppo a sè, con proprio microfono;

3) gli altri strumenti, ognuno a sè con proprio microfono.

In totale per questa trasmissione occorreranno cinque microfoni, oltre eventualmente un sesto per il canto, ognuno dei quali dovrà poter essere regolato separatamente mediante il miscelatore della camera di controllo (monitor room).

Affinchè il tecnico del suono possa lavorare correttamente secondo un piano prestabilito, dovrà regolare i controlli di volume seguendo lo «spartito dei controlli» preventivamente preparato.

Per altri tipi d'orchestra, e specie per le orchestre sinfoniche e quelle così dette *straight*, la disposizione dei microfoni può essere ben diversa, ma la miscelazione di più microfoni rimane sempre una necessità artistica, specialmente dal punto di vista della polifonia. Nelle più moderne apparecchiature la miscelazione dei primi piani viene effettuata automaticamente mediante circuiti con espansore inseriti nei rami raccoglitori che interessano. Con questo accorgimento viene facilitato di molto il lavoro del tecnico del suono.

Nella fig. 3 è raffigurato lo schema dettagliato di un miscelatore elettronico usato per la miscelazione manuale di più microfoni del tipo dinamico a nastro o a membrana.

La caratteristica principale del miscelatore elettronico è dovuta al fatto che la miscelazione è ottenuta per via elettronica e quindi, mentre non v'è limite nel numero delle entrate, ciascuna di esse può essere regolata indipendentemente fino all'esclusione completa.

Le valvole di accoppiamento $V_1$, $V_2$ ecc. sono generalmente di tipo speciale antimicrofonico, ma possono servire soddisfacentemente anche i comuni triodi 76, 6C5, oppure i pentodi 77 e 6J7, montati sempre su zoccoli antimicrofonici. La resistenza $R$ deve avere un valore pari a $\frac{R\ carico}{n}$, essen-

*Fig. 3 — Miscelatore elettronico per due microfoni dinamici.*

*In questo genere di apparecchiature assumono una importanza capitale la schermatura razionale, le prese di massa, la posizione reciproca dei vari componenti. Ogni stadio, costituito da ciascuna valvola e dal rispettivo trasformatore d'entrata, dev'essere schermato rispetto agli altri.*

do $n$ il numero delle valvole. È evidente che aumentando il numero delle valvole aumenta anche il carico effettivo su ciascuna di esse con conseguente perdita di amplificazione. Per eliminare distorsiani di frequenza è necessario che $R$ sia costituita da un carico ohmico.

Un particolare importantissimo per la realizzazione di queste apparecchiature è quello dei contatti di massa e dei collegamenti dei microfoni, sia per evitare l'introduzione di disturbi, che l'interferenza tra i microfoni stessi.

Come si vede chiaramente dallo schema della fig. 3 ogni microfono è collegato al miscelatore mediante due conduttori isolati perfettamente dalla massa e schermati da una guaina metallica per tutto il percorso. Tale guaina metallica deve avere perfetta continuità elettrica e deve essere perfettamente raccordata alla scatola metallica del microfono e a quella pure metallica del miscelatore.

Il circuito del microfono deve far massa unicamente entro la scatola del miscelatore. Anche qui dentro il circuito relativo ad ogni valvola-microfono deve far ritorno ad un unico contatto di massa. Questi accorgimenti sono indispensabili per evitare la introduzione di disturbi dovuti a correnti vaganti o disperse (correnti unicamente di conduzione). La schermatura invece ha la funzione di evitare l'intro duzione di disturbi dovuti a correnti di spostamento, cioè a campi elettrici.

Per quanto riguarda i campi magnetici, le linee di collegamento sono quelle che ne risentono meno a causa della vicinanza dei due conduttori di andata e di ritorno; i trasformatori di accoppiamento, invece, possono essere fortemente indotti, ragione per cui oltre ad evitare la vicinanza di apparecchi e di linee formanti campi magnetici disturbatori, i trasformatori microfonici è necessario siano binoculari o meglio toroidali, per i quali, com'è noto, un campo esterno in cui si trovino immersi induce f. m. in opposizione, quindi con risultante nulla.

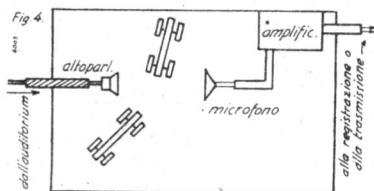



*Fig. 4 — Camera di riverberazione, d'eco, di modificazioni tonali per via acustica. L'altoparlante e il microfono sono spostabili. Gli effetti variano a seconda della reciproca disposizione di questi due organi, della interposizione di schermi assorbitori, di scatole di risonanza, ecc.*

EFFETTI DI RIVERBERAZIONE.

L'effetto della riverberazione ha molta importanza e il tempo di riverberazione deve potersi regolare con arte a seconda del tipo di musica che si vuole riprodurre.

Secondo un vecchio metodo, per regolare il tempo di riverberazione si possono usare pareti ed assorbitori spostabili. Oggi invece si ricorre più semplicemente alla camera di riverberazione, che è semplicemente una camera non imbottita, di normali dimensioni, nella quale si trova un altoparlante riproduttore e un microfono raccoglitore convenientemente spostabili in modo da ottenere i più diversi effetti di riverberazione. L'altoparlante è pilotato dalla modulazione proveniente dai microfoni dell'uditorio, mentre il microfono raccoglie la riproduzione dell'altoparlante e pilota l'amplificatore d'uscita. È ovvio che nella camera di riverberazione possono essere applicate anche camere di risonanza, labirinti, ecc., per ottenere i più disparati effetti.

MODIFICAZIONI TONALI.

La modificazione tonale di uno strumento musicale o di un complesso di strumenti può essere effettuata sia mediante labirinti acustici, sia per via elettrica con filtri inseriti convenientemente nel circuito raccoglitore del suono. In particolar modo possono essere usati filtri attenua bassi o attenua alti, anche semplicemente per equilibrare la tonalità di taluni strumenti rispetto ad altri.

In questi casi una grande importanza ha anche il microfono usato che con la sua risposta propria dà la tonalità fondamentale. Ad esempio i microfoni a nastro normali (elettrodinamici) si prestano egregiamente per la riproduzione di un complesso orchestrale, non sono adatti invece per la riproduzione delal parola e del canto, se non vengono attenuate le frequenze basse mediante un filtro elettrico. Il canto, e la parola specialmente, si riproducono in modo soddisfacentissimo mediante l'uso di microfoni piezoelettrici, dai quali di solito le frequenze alte vengono esaltate.

La ragione di questa discriminazione è dovuta alla risonanza propria della parte mobile dei microfoni e al rendimento secondo la frequenza. Per quello a nastro, ad esempio, il maggior rendimento di solito si ha nella gamma dei bassi, e questo spiega perchè, se non si introducono filtri che compensino tale esaltazione dei bassi, la voce riesce cavernosa e cupa.

Tutti questi espedienti si prestano specialmente per le registrazioni, che richiedono quasi sempre delle modificazioni tonali a seconda del sistema usato.

A proposito delle modifiche tonali, è bene tener presente che ciò che ha importanza è l'effetto finale che può essere quello voluto anche se qualche circuito intermedio non è « lineare » di risposta.

I cultori di musica avranno notato come in certe riproduzioni anche di piccole orchestre il contrabbasso e la sezione ritmica hanno una notevole intensità tanto da far ritenere che ogni voce sia l'effetto di più di uno strumento. L'effetto è invece dovuto ad abbellimenti tonali e a miscelazione, eccetto il caso in cui il tecnico del suono abbia dislocato con grande perizia e pazienza i vari strumenti rispetto all'unico microfono.

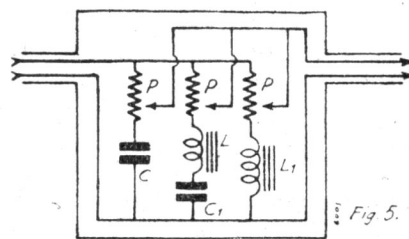



*Fig. 5 — Schema di uno dei tanti filtri tonali per via elettrica, di tipo regolabile. In un caso particolare, per una impedenza di linea d'entrata di* 100.000 *ohm*: $P = 500.000$ *ohm lin.*; $C = 0{,}01$ μF; $C_1 = 0{,}4$ μF; $L = 250$ mH; $L_1 = 500$ mH. *Questo è uno dei filtri più elementari e serve per attenuare o le frequente più basse, o quelle più alte, o quelle mediane; ma se ne possono realizzare anche di molto più complessi e interessanti, anche con sole resistenze e capacità, atti a produrre qualsiasi curva di riproduzione.*

Con queste modifiche tonali e con la miscelazione si ottiene in sostanza la presa del suono con più canali, come si pratica in certi casi per la riproduzione in altoparlante.

CONCLUSIONE

Con questo modesto articolo pretendo solamente di avere accennato a qualcuno dei problemi di eufonotecnica e all'essenza e agli scopi di essa. L'argomento è però vastissimo, specialmente per quanto riguarda i dettagli tecnici, e non può essere esaurito con uno o con pochi articoli, anche perchè si riallaccia a molti altri argomenti tecnici. Vedremo, pertanto, se sarà conveniente riprenderlo su queste colonne, ciò che sarà fatto se l'interessamento dei lettori lo richiederà.

Chiudo con l'augurio per tutti noi che anche in Italia — e specialmente all'EIAR — si incominci ad applicare l'eufonotecnica su vasta scala così da avere delle trasmissioni all'altezza dei tempi. Non bisogna mai dormire sul già fatto, ma fare sempre del nuovo e del migliore!

*

# TERMINOLOGIA TECNICA DELLA LINGUA INGLESE

English Technical Lessons

(The first exercise) di G. Termini.

*A docenti, professionisti, studiosi e a tutti quelli che hanno, per precedenti studi, una certa conoscenza della lingua inglese,* « l'antenna » *indirizza queste informazioni di terminologia, con lo scopo di metter loro in grado di procedere a ricerche bibliografiche o a contatti con tecnici anglosassoni.*

*L'indicazione numerica delle parole tecniche usate nel testo, manda il lettore alle note in calce, dove ciascuna di esse è illustrata con la traduzione letterale e tecnica.*

*Alternating* [1] *Current* [2] - A current, the direction of which reverses at regularly recurring intervals, *the algebraic average value* [3] being zero.

*Amplification Factor* [4] - A measure of the effectiveness of the *grid* [5] *voltage* [6] relative to that of the *plate* [7] voltage in affecting the plate current.

*Amplifier* [8] - A device for *increasing* [9] the amplitude of electric current, voltage or *power* [10], through the control by the *input power* [11] of a larger, amount of *power supplied* [12] by a local source to the *ont put circuit* [13].

[1] *Alternating*, da *to alternate*, alternare, essere alterno. *Alternators* sono i generatori elettromeccanici di corrente alternata, cioè gli *alternatori*.

[2] *Current* s. Corrente d'aria, d'acqua ecc. *Aternating current* è quindi la *corrente alternata*, e abbreviansi comunemente *a. c.* oppure *A. C.*

[3] *the algebraic average value*, cioè il *valore medio* (algebrico).

[4] *Amplification factor*, fattore o *coefficiente di amplificazione;* anche *mu-factor*.

[5] *grid*, griglia, per *griglia controllo*, di comando. Si ha anche *screen-grid* per *griglia schermo* e *suppressor grid* per *griglia soppresore*.

[6] *voltage*, voltaggio, tensione.

[7] *plate*, piastra, lamina di metallo; qui sta per *placca* o anodo del tubo, anche se ànodo dicesi *anode*.

[8] *Amplifier*, amplificatore. *Thermionic amplifier*, è il tubo amplificatore.

[9] *Increasing*, da *to increase*, accrescere, aumentare, ingrandire. Ad esso si contrappone *decreasing*, da *to decrease*, cioè diminuire, decrescere.

[10] *Power*, potenza. *Motive power*, forza motrice. Amplificazione di potenza, *power amplification*. Potenza pilota, *control power*. Tubo di potenza, *power valve*.

[11] *input power*, potenza di entrata, cioè di comando, di eccitazione, dell'amplificatore. *Input* ha senso contrario di *output*, che vale erogazione, resa. Quando si parla di un tubo (o valvola che dir si voglia) e non vi sono altre precisazioni, input sta quindi per griglia controllo; output per ànodo.

[12] *power supplied; supplied*, da *to supply*, alimentare. *Power supplied* è quindi la potenza di alimentazione applicata all'amplificatore. Come *power supplies* (genericamente dispositivi di alimentazione) abbiamo; dynamo electric machines (dinamo), alternators (cioè generatori di corrente alternata o alternatori), d. c. generators (*direct current generators*, generatori di corrente continua), ecc.

[13] *output circuit*, circuito di uscita, di resa; (*out-put*, vale letteramente: metter fuori).

# CORRISPONDENZE DALL'AMERICA

**a cura di L. Br.**

## IL "RADAR,,

È stato rimosso il segreto che velava i mezzi « Radar », che servono a localizzare ed identificare oggetti lontani e che tanta parte hanno avuto nel conseguimento della vittoria alleata. I contributi da esso recati alla vittoria sono riferiti in un esauriente resoconto pubblicato dalla Commissione Mista per le Informazioni di natura scientifica, formata dai Ministeri della Guerra e della Marina degli Stati Uniti, e dall'Ufficio Americano per le Ricerche ed il Perfezionamento delle Scienze.

È in tal modo possibile avere un quadro completo delle ricerche e dei perfezionamenti fatti in questo nuovo campo della scienza degli elettroni e del lavoro compiuto per perfezionare l'apparecchio « Radar » e i suoi mezzi di impiego sì da permetterne l'uso in tutte le forme dell'azione bellica.

La parola « Radar » viene da *Radio Detection ad Ranging* (1).

Il « Radar » deriva dagli studi fatti, nel 1886, da Hertz sulla riflessione delle onde radio, quando incontrano nel loro cammino un oggetto solido.

Una volta scoperto l'effetto della riflessione si trattava di sviluppare metodi per intercettare e misurare le onde di ritorno. Una spiegazione completa non si può dare ancora, ma i pricipi fondamentali sono stati rivelati. Nella sua essenza il « Radar » è una specie di misuratore di eco, misuratore che usa onde radio anzichè onde sonore.

La stazione trasmittente « Radar » emette vibrazioni di una frequenza che spesso è soltanto di un milionesimo di secondo. Queste vibrazioni sono ripetute ad intervalli di pochi millesimi di secondo e questo permette alla stazione ricevente « Radar » di registrare gli echi delle vibrazioni, prodotti da ogni oggetto che si trovi sul cammino delle stesse. Poichè il tempo trascorso tra l'emissione e la ricezione è infinitesimale, una delle più grandi conquiste conseguite dal « Radar » è l'esattezza con cui può eseguire la misurazione di tali intervalli. Dato che le onde emesse si propagano con la velocità della luce, un oggetto che si trovi a 900 m. dalla stazione radio echeggierà solo un 160 millesimo di secondo più tardi. Tuttavia lo strumento registratore è tanto perfetto da poter indicare la distanza alla quale si trova un oggetto, anche se questa si riduce a soli 5 metri.

La direzione nella quale si trova l'obiettivo (localizzazione) è determinata mediante l'uso di un'antenna che oscilla in senso orizzontale e in senso verticale e che emette vibrazioni fortemente direzionate. La eco è massima nella direzione dell'obiettivo.

Una applicazione straordinaria è il cosidetto « indicatore grafico di posizione ». In esso le onde riflesse vengono a disegnare sulla superficie di uno specchio a raggi catodici, simile a quello usato in televisione, una mappa, sulla quale ogni obiettivo che si trova disposto attorno alla stazione « Radar » è indicato da un punto luminoso la cui posizione rispetto al centro ne indica la distanza.

Si tratta di uno dei congegni elettronici più delicati e sicuri che la scienza abbia mai creato. Della sua sensibilità che sfugge quasi ai limiti della comprensione umana si può avere una idea pensando al fatto che ora il cannoniere di una nave da guerra può « seguire » sullo schermo del « Radar » le granate che si dirigono verso un obiettivo che si sposta con moto rapidissimo.

La precisione delle misure dipende dalla lunghezza delle onde usate. Oggi si impiegano onde estremamente corte.

Benchè gli studi sugli strumenti di individuazione a mezzo radio, risalgano agli anni successivi al 1930, la vera era del « Radar » cominciò solo quando fu possibile costruire un apparecchio ricevente capace di raccogliere vibrazioni estremamente corte e delle valvole a raggi catodici atte a rivelare le vibrazioni ricevute.

* * *

Quando l'impiego dei siluri volanti mise in pericolo l'Inghilterra, gli apparecchi « Radar » individuarono i siluri con sufficiente esattezza sì da rintracciarne la rotta fino alle piste di lancio, e consentirono di dirigere da terra anche i più veloci apparecchi da caccia, gli unici che potessero gareggiare in velocità con le V 1 »

Vi sono state batterie americane che hanno abbattuto, sulla costa meridionale dell'Inghilterra, una « V 1 » per ogni 40 colpi sparati.

Il « Radar » costituisce un aiuto sempre valido nella navigazione marina e nella guida in acque pericolose. Servendosi del « Radar » un capitano può guidare sicuramente la sua nave entro porti angusti, evitando i rischi della navigazione individuandone i fari, le boe, gli scogli, la linea costiera ed altri pericoli. Egli può individuare navi che vengano sulla rotta ed evitare collisioni all'entrata in porti, avvolti nella nebbia. Il profilo della linea costiera può essere visto quasi con

**(1) Radio rivelazione e localizzazione.**

la stessa accuratezza che se fosse tracciato su una carta. La capacità di cui i «Radar» ha dato prova in tempo di guerra per impedire collisioni tra battelli naviganti a lumi spenti in convoglio può trovare in tempo di pace la sua applicazione nell'evitare le collisioni con gli icebergs, impedendo così che vengano a ripetersi disastri simili a quello del «Titanic».

L'influenza del «Radar» si farà peraltro sentire al massimo grado, in via indiretta, nello sviluppo di tutta l'industria degli elettroni, e specialmente nel campo della radio e della televisione. I principali problemi che presenterà la televisione saranno economici e non tecnici, giacchè molti degli elementi che servono a formare il «Radar» sono identici a quelli di cui ha bisogno la televisione. Gli attuali progressi nel campo delle micro-onde fanno sì che le comunicazioni radio individuali comincino ad apparire come cosa di possibile attuazione pratica.

E' di non molti giorni fa l'interessante estensione del «Radar» alle ricerche sulle comunicazioni interplanetari; applicazione questa destinata ad avere notevole importanza anche nel campo dell'astronomia.

U.S.I.S.

# CONSULENZA

***Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e precise, riguardino problemi di interesse generale o apparecchi da noi descritti. Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica, coloro che non lo sono dovranno accompagnare ogni richiesta da 50 lire.***
***Per consulenze di carattere particolare, traduzioni, ecc. prezzo da convenirsi volta per volta.***

### G Ter 6603 - Sig. Luigi Realini
Milano

*Chiede lo schema di un ricevitore a due tubi per onde corte alimentato dalla rete a corrente alternata.*

Lo schema del ricevitore è riportato nella figura. Si adopera il tubo 6J7 come rivelatore a reazione e il tubo 6K6 come amplificatore di bassa frequenza. Il ricevitore fa uso di un riproduttore elettrodinamico tipo «7 alfa» della «Nova». Con una capacità d'accordo di 150 pF si può coprire la gamma da 17 a 87 metri con tre bobine, i cui dati costruttivi sono riportati nella tabella acclusa.

Per rendere più agevole la ricerca delle stazioni, occorre adoperare una manopola di comando notevolmente demoltiplicata. E' inoltre da tener presente che, all'uscita del filtro di livellamento, occorre una tensione di 260 volt.

Se si adopera un trasformatore normale d'alimentazione (340 + 340 V) è necessario collegare all'uscita del filtro ($a$ - $b$) una resistenza di 10000 Ω, 6 W.

### G. Ter 6604 - Sig. Sandro Bulloni
Domodossola

*Chiede le cause d'innesco di un amplificatore di media frequenza, con tubo 6RV.*

Il pentodo 6RV vuole una resistenza catodica di 1100 Ω (½ W). Per l'alimentazione della griglia schermo è consigliabile una resistenza da 70000 ohm (½ W). Qualora il tubo funzionasse ancora in regime di autoeccitazione, occorre verificare i collegamenti dei circuiti di griglia controllo, che vanno allontanati rispetto a quelli di placca. L'inconveniente può essere anche da imputare al condensatore di disaccoppiamento che collega la griglia schermo del tubo 6RV, al telaio, cioè al potenziale di riferimento del ricevitore. In caso contrario lo stadio può essere disaccoppiato collegando una resistenza da 5000 Ω (1 W) tra il + A T e il trasformatore di media frequenza. Occorre anche un condensatore da 0,1 μF fra il terminale del trasformatore di media frequenza e la massa, (vedi figura). Inutile dire che il tubo vuole il normale schermo elettrostatico.

### G Ter 6605 - Sig. T. Premazzi
Venegono (Varese)

*Chiede le cause di mancata sensibilità sulle frequenze più alte delle onde medie.*

Il compensatore di allineamento del circuito selettore non è stabilito nel suo valore esatto.

Le prove tecniche di allineamento si eseguiscono come segue:

1) Si determina l'esatta frequenza di funzionamento del generatore locale, applicando la tensione di uscita del generatore di segnali fra griglia controllo e catodo del tubo convertitore di frequenza (6A8, EK2, ECH 4, ecc.) e regolando i condensatori in serie (padding) e in parallelo (trimmer) del circuito di accordo del generatore locale;

# Rassegna della stampa tecnica

### Procedings of I. R. E. Giugno 1945

In questo numero notiamo:

* Uno studio di Friend sulla propagazione delle frequenze ultraelevate. Viene riconfermata l'importanza dei fenomeni di riflessione e rifrazione negli strati della troposfera. L'autore introduce una semplice equazione per il calcolo del raggio di curvatura dell'onda; come conclusione viene ribadito il concetto che per queste misure è necessaria una precisa conoscenza delle condizioni atmosferiche locali. L'articolo è corredato da numerosissimi grafici teorici e sperimentali.
* Christaldi tratta dei tubi a raggi catodici e delle loro applicazioni e perfezionamenti anche in campi estranei alla radio. Vengono rapidamente passati in rassegna perfezionamenti subiti dagli stadi amplificatori specie allo scopo di rendere visibili, con minori deformazioni, i fenomeni transienti (dovuti ad impulsi ecc.). Vengono anche esaminati nuovi circuiti per la base lineare dei tempi che permettono l'apprezzamento in micro secondi, invece che in milli secondi, della durata dei segnali applicati. Sono riportati i nuovi dispositivi per la osservazione di speciali tipi di diagrammi.
* Uno studio sulla formazione delle immagini nei tubi a raggi catodici.
* Uno studio sui clorinati per l'impregnazione dei condensatori a carta per corrente continua.
* Un esame teorico sulla mutua e auto impedenza delle antenne a tipo *Colinear* (serie di dipoli).
* La Sylvania presenta un doppio triodo 7F8 particolarmente progettato come amplificatore in cascata (con accoppiamento a catodico) o come amplificatore in push-pull. La particolare costruzione ne permette l'uso fino a frequenze dell'ordine dei 300/400 Mc. Da notarsi la costruzione a catodo orizzontale, nonchè l'indipendenza assoluta di tutti gli elementi tranne che per i filamenti.
* Completa la solita varia ed interessante pubblicità. Fra le nuove valvole presentate notiamo la IB48 del Raytheon. Essa è una raddrizzatrce a gas del tipo a catodo freddo per alte tensioni con dimensioni eguali alle serie *miniature tube*.

La casa dà le seguenti caratteristiche:

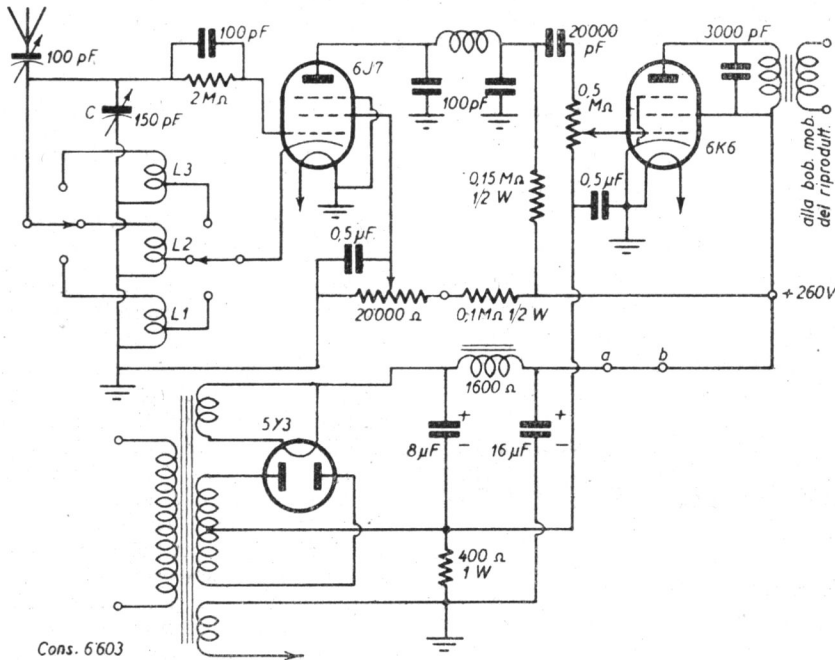
massima tensione inversa 2.700 V;
massima corrente di punta di placca 50 mA.

Il suo uso è particolarmente indicato per l'alimentazione dei tubi R. C., ma naturalmente connettendola in cascata con altre similari ne è possibile l'utilizzazione in numerosi altri casi.

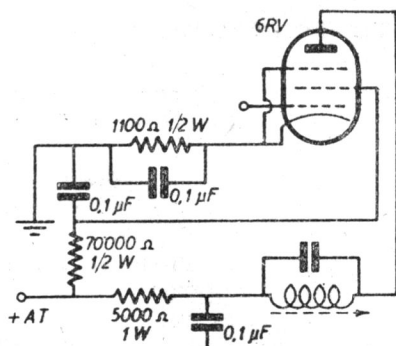
Ing. V. PARENTI.

DATI COSTRUTTIVI DELLE INDUTTANZE DI ACCORDO

| Bobina | Gamma C = 150 pF | Diametro del supporto mm. | Filo | N.° totale di spire | N.° di spire reazione (dal lato massa) |
|---|---|---|---|---|---|
| L1 | 56 ÷ 87 mt. | 22 | mm. 0,6 2 copert. seta | 47 | 5 |
| L2 | 29 ÷ 66 mt. | 22 | mm. 0,8 sm. | 32 | 3 |
| L3 | 17 ÷ 31 mt. | 22 | mm. 1 nudo, rame argent. | 11 | 2 |

Cons. 6603

2) Variando il valore del condensatore di allineamento del circuito selettore (per max. uscita) in relazione al valore della frequenza di allineamento, corrispondente alla frequenza più alta della gamma (crca 210 mt.);

3) Controllando il valore dell'induttanza di accordo del circuito selettore sulle frequenze più alte della gamma;

Cons. 6604

4) Verificando in fine l'accordo del selettore sulla frequenza $\frac{f\ max + f\ min}{2}$ nella quale $f\ max$ e $f\ min$ sono i valori estremi di frequenza della gamma.

**DB 6606 - Sig. G. Portolani**
Via IV Novembre, 3 - Forlì

*In una lunga lettera chiede spiegazioni circa l'indirizzo tecnico della rivista ed auspica che questa torni ed essere principalmente dedicata alla grande massa dei piccoli produttori, riparatori e dilettanti.*

Le lettere che riceviamo in argomento sono tante che ci è impossibile rispondere particolarmente e lo spazio sulla rivista non ci consente di farlo con quella larghezza che esso meriterebbe. Chi segue la nostra fatica si renderà conto che esse sono lette ed ascoltate.

Siccome le ragioni che avevano costretto la rivista a seguire un determinato indirizzo sono venute a mancare, Ella potrà osservare che gradualmente la stiamo riconducendo sul piano di quella che era un tempo e, che sarà nostra cura tener sempre nella dovuta considerazione quanto gli amici ci vorranno proporre in merito La ringraziamo, come con Lei ringraziamo tutti coloro che in questa ripresa ci sono stati larghi di suggerimenti e di osservazioni. Abbiamo passato all'Amministrazione la sua richiesta per gli arretrati e riceverà risposta a parte.

Circa l'autotrasformatore di linea e il trasformatore di uscita, può trovare precisi dati costruttivi nell'articolo « Apparecchiature per radioriparatori » di Azzali, pubblicato in questo stesso numero.

## COMUNICATO

*L'Associazione Radiotecnica Italiana ha ripreso la propria attività. Tra le prime manifestazioni, ci viene segnalato che, per quanto riguarda le licenze di trasmissione, la A. R. I. ha presentato uno schema di regolamentazione, al Ministero delle Poste e Comunicazioni.*



## PICCOLI ANNUNCI

**Sono accettati unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 5 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.**

***Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.***

**BASE L. 500** ciascuna, miglior offerente vendo annate "*antenna*" ottimo stato dal 1934 al 1943 complete. Indirizzare Mazzini, presso "*antenna*".



**Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Dieci**

ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. Ing. SPARTACO GIOVENE *direttore respons.*

*Pubblicazione autorizzata dal P. W. B.*

Tip. ALA - Varese, Via Sempione 10 - Telef. 11-13